

Treball de Fi de Grau

Enginyeria en tecnologies industrials

Modelat i simulació d'un motor de reluctància commutada

MEMÒRIA

Autor: Álvaro Fernández Llobell
Director: Daniel Montesinos-Miracle
Departament: Enginyeria elèctrica
Convocatòria: Juliol 2017



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona



Resum

En les darreres dècades el motor de reluctància commutada (*Switched Reluctance Motor*, SRM per les seves sigles en anglès) tot i la seva baixa aplicació industrial ha estat estudiat d'una manera creixent fruit de la seva simplicitat, robustesa, baixos costos de fabricació i el seu bon rendiment com a motor elèctric que és.

El conseqüent projecte tracta de donar a conèixer aquest tipus de motor, el seu mode de funcionament i tot un procediment fins a un sistema de control de velocitat que garanteixi una consigna.

S'estudiarà analíticament i es deduiran les equacions diferencials que conformen aquest motor per poder treballar sobre el paper. La no linealitat d'aquest motor obligarà a utilitzar tècniques de linealització que permetin un tractament de les equacions més assequible i el posterior disseny dels controladors que es voldran implementar pel control, ja que es el principal objectiu del projecte. Tot plegat, se simularan els sistemes creats i s'analitzaran els resultats que donaran pas a unes conclusions clares del que s'ha trobat realitzant aquest projecte.

Sumari

RESUM	1
SUMARI	2
ÍNDEX DE FIGURES	4
ÍNDEX DE TAULES	6
GLOSSARI	7
1. INTRODUCCIÓ	11
1.1. Origen del projecte	11
1.2. Motivació.....	11
1.3. Requeriments previs	12
1.4. Objectius del projecte	12
1.5. Abast i detall del projecte	13
2. EL MOTOR SRM	14
2.1. Motors SRM. Situació actual	14
2.1.1. Història i aplicacions	15
2.1.2. Principi de funcionament.	17
2.1.3. Estructura magnètica reluctant.	17
2.1.4. Relació de la inductància amb la posició del rotor.....	19
2.2. Avantatges i Desavantatges dels motors SRM	24
2.2.1. Comparació amb altres motors	25
3. MODELAT	27
3.1. Model elèctric.....	27
3.1. Producció del parell.....	29
3.2. Model mecànic.....	30
3.3. Model de petita senyal	31
4. CONVERTIDORS ESTÀTICS DE POTÈNCIA.	36

4.1.	Convertidor de pont asimètric.	37
4.1.1.	Estratègies de commutació.	40
4.2.	Implementació del PWM	42
5.	CONTROL.	44
5.1.	Controlador de corrent	44
5.2.	Controlador de velocitat	47
5.3.	Motor SRM de Matlab/Simulink	53
5.4.	Model proposat Matlab/Simulink.....	54
5.5.	Generador de senyal commutada	55
5.6.	Implementació del controlador de corrent.	57
5.7.	Implementació del controlador de velocitat.	58
5.8.	Càlcul de la inductància.	59
6.	RESULTATS	64
6.1.	Proves i simulacions determinades.....	64
6.1.1.	Observacions de resultats del model Matlab/Simulink	64
6.1.2.	Observacions dels resultats del model SRM propi.....	65
6.1.2.1.	Velocitat de 1000 rpm.....	68
6.1.2.2.	Velocitat de 5000 rpm.....	69
6.1.2.3.	Velocitat de 9000 rpm.....	71
7.	CONCLUSIONS.....	73
7.1.	Tasques fetes.....	73
7.2.	Línies obertes d'estudi	74
8.	IMPACTE MEDIAMBIENTAL	75
9.	ESTUDI ECONÒMIC I PERÍODE DE TEMPS	76
	AGRAÏMENTS	78
	BIBLIOGRAFIA.....	79

Índex de Figures

<i>Figura 1: Rotor d'un motor SRM. Molt senzill</i>	<i>14</i>
<i>Figura 2: Estator sense els debanats posats.....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 3: Definició de la posició i intensitat.....</i>	<i>15</i>
<i>Figura 4: Commutació de les fases en un motor SRM</i>	<i>17</i>
<i>Figura 5: Diferents configuracions de motor SRM.....</i>	<i>19</i>
<i>Figura 6: Definició dels angles de posició en el perfil d'inductància.....</i>	<i>21</i>
<i>Figura 7: Producció de parell positiu o negatiu.</i>	<i>22</i>
<i>Figura 8: Diferència de connexions dels dos tipus de motors.....</i>	<i>25</i>
<i>Figura 9: Esquema elèctric equivalent</i>	<i>27</i>
<i>Figura 10: Circuit elèctric equivalent del motor simplificat.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 11: Diagrama de blocs de la part elèctrica del motor.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 12: Diagrama de blocs del motor SR general</i>	<i>30</i>
<i>Figura 13: Diagrama de blocs de la part elèctrica</i>	<i>31</i>
<i>Figura 14: Diagrama de blocs de la relació parell/intensitat.....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 15: Diagrama de blocs de la part mecànica</i>	<i>31</i>
<i>Figura 16: Diagrama de blocs del model linearitzat</i>	<i>34</i>
<i>Figura 17: Funció de transferència del motor linearitzat.....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 18: Separació en dos parts del motor linearitzat.....</i>	<i>35</i>
<i>Figura 19: Convertidor de pont asimètric.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 20: Convertidor de pont asimètric idealitzat</i>	<i>37</i>
<i>Figura 21: Convertidor de pont asimètric en Matlab/Simulink</i>	<i>40</i>
<i>Figura 22: Estratègia de commutació utilitzada</i>	<i>41</i>
<i>Figura 23: Bloc repeating sequence de Matlab.....</i>	<i>42</i>
<i>Figura 24: Senyal triangular del PWM</i>	<i>43</i>

<i>Figura 25: Implementació del PWM</i>	<i>43</i>
<i>Figura 26: Plantejament del sistema de de control de corrent</i>	<i>44</i>
<i>Figura 27: Resultat del controlador de corrent per una entrada de velocitat</i>	<i>46</i>
<i>Figura 28: Plantejament del sistema de control de velocitat.....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 29: Resultats del controlador de velocitat per una consigna donada</i>	<i>50</i>
<i>Figura 30: Esquema del sistema que es vol dissenyar</i>	<i>52</i>
<i>Figura 31: Motor SRM i opcions</i>	<i>53</i>
<i>Figura 32: Model Matlab/Simulink del SRM</i>	<i>54</i>
<i>Figura 33: Especificacions dels angles en el selector de fase</i>	<i>55</i>
<i>Figura 34: Cos del selector de fase.....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 35: Implementació del controlador de corrent.....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 36: Bloc sumatori de Matlab/Simulink.....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 37: Implementacio del controlador de velocitat.....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 38: Sensor</i>	<i>58</i>
<i>Figura 39: Corbes de magnetització del model simulat.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 40: Flux i inductàncies variables respecte el corrent i la posició</i>	<i>61</i>
<i>Figura 41: Perfil d'inductància del motor simulat</i>	<i>62</i>
<i>Figura 42: Velocitat per a consigna de 200A.....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 43: Velocitat per a la consigna de 50A</i>	<i>65</i>
<i>Figura 44: Model final proposat</i>	<i>65</i>
<i>Figura 45: Gràfica de velocitat amb consigna 1000 rpm</i>	<i>68</i>
<i>Figura 46: Gràfica intensitat per consigna de 1000 rpm</i>	<i>69</i>
<i>Figura 47: Gràfica parell per consigna de 1000 rpm</i>	<i>69</i>
<i>Figura 48: Gràfica velocitat per consigna de 5000 rpm.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 49: Gràfica de corrent per a consigna de 5000 rpm</i>	<i>70</i>
<i>Figura 50: Gràfica de parell per a consigna de 5000 rpm.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 51: Gràfica de la velocitat a consigna de 9000 rpm.....</i>	<i>71</i>

Índex de Taules

<i>Taula 1: Paràmetres calculats per diferents configuracions de motor SRM</i>	<i>19</i>
<i>Taula 2: Comparació dels dos tipus de motor</i>	<i>26</i>
<i>Taula 3: Mode d'operació del convertidor de pont asimètric</i>	<i>39</i>
<i>Taula 4: Paràmetres utilitzats per a comprovar el funcionament dels controladors</i>	<i>46</i>
<i>Taula 5: Dades utilitzades per a les simulacions</i>	<i>66</i>
<i>Taula 6: Valors dels controladors a 1000 rpm</i>	<i>68</i>
<i>Taula 7: Valors dels controladors a 5000 rpm</i>	<i>69</i>
<i>Taula 8: Valors dels controladors a 9000 rpm</i>	<i>71</i>
<i>Taula 9: Cost econòmic del projecte</i>	<i>76</i>
<i>Taula 10: Programació de Gantt per a aquest projecte.....</i>	<i>77</i>

Glossari

N_e	Numero de pols a l'estator
N_r	Numero de pols al rotor
N	Velocitat del motor en rpm
K	Multiplicitat
m	Numero de fases
f_e	freqüència de commutació
s	número de passos per revolució
ε	angle de pas
λ	Flux concatenat
L_u	Inductància no alineada (unaligned)
L_a	Inductància alineada (aligned)
L	Inductància
$U(t)$	Voltatge
Θ	Posició del rotor
R	Resistència
R_s	Resistència de l'estator
i	Intensitat
ω_m	Velocitat del motor en rad/s
E	Fem induïda
J	Inèrcia del motor
T_i	Moment electromagnètic de la càrrega
B	Coeficient de fricció viscos
B_l	Coeficient de fricció viscos de turbulència
B_t	Coeficient de fricció viscos total
T	Moment electromagnètic generat

T_m	Constant de parell definida
P_{abs}	Potència absoluta
P_{mec}	Potència mecànica
i_0	Corrent centrat en un punt
I_{max}	Intensitat màxima
v_0	Voltatge centrat en un punt
V_{dc}	Voltatge del convertidor
V_{cm}	Voltatge de comandament de la histèresi
ω_{m0}	Velocitat del motor en rad/s centrat en un punt
T_0	Parell centrat en un punt
δ_i	Diferencial d'intensitat per definir un entorn
δ_v	Diferencial de voltatge per definir un entorn
δ_{ω_m}	Diferencial de velocitat per definir un entorn
δ_T	Diferencial de parell per definir un entorn
R_{eq}	Resistència equivalent definida
K_b	Constant de proporcionalitat definida
K_1	Constant definida
T_1, T_2	Arrels de la solució de l'equació de segon grau
K_r	Guany del convertidor
H_c	Guany del transductor de corrent
K_c	Constant de proporcionalitat del controlador de corrent
T_{cc}	Constant de proporcionalitat inversa del controlador de corrent
ξ	Constant d'esmoreïment
ω_n	Freqüència natural
PWM	Freqüència de commutació del <i>Pulse With Modulation</i>
K_s	Constant de proporcionalitat del controlador de velocitat
T_s	Constant de proporcionalitat inversa del controlador de velocitat

H_{ω}	Guany de velocitat
T_{ω}	Constant de temps de velocitat
K_2	Constant definida
a_0	Terme definit
a_1	Terme definit
a_2	Terme definit
a_3	Terme definit

1. Introducció

El motor de reluctància commutada (SRM) és la màquina elèctrica més barata de produir, una de les més fiables i una de les que té millor rang de velocitat i parell operacionals, així com una bona resposta dinàmica. Tanmateix, la seva recerca ha anat florint durant les últimes dues dècades tot augmentant les publicacions que s'han fet per tant, aquests motors tant els equips que els utilitzen estan rebent una considerable atenció des de la indústria. Però, una correcta realització de les variables del sistema d'un SRM requereix un perfecte enteniment dels subsistemes del convertidor i controlador així com la seva integració en la màquina.

A continuació s'explicarà el per què de la realització d'aquest projecte, quin han estat els interessos i les motivacions que han conduït a l'autor a investigar sobre aquest tema, els objectius del treball i l'abast total que es pretén.

1.1. Origen del projecte

És un projecte que sorgeix de la mà del meu tutor Daniel Montesinos-Miracle, pertanyent al departament d'enginyeria elèctrica i director del centre de treball CITCEA i del meu interès en temes de motors i control sorgit d'assignatures cursades com dinàmica de sistemes, màquines elèctriques o electrònica de potència.

1.2. Motivació

Primerament, esmentar l'interès previ per temes elèctrics i de control que han fet el tema ja fos una motivació afegida.

En segon lloc, la impaciència d'aprofundir més en l'existència d'altres tipus de motors que els estudiats durant el grau i també la necessitat de utilitzar els coneixements adquirits per tal de realitzar algun objectiu concret com és, en aquest cas, el control per mitjà d'una consigna d'un nou motor a noves dificultats per a descobrir.

Per últim, per poder enriquir els meus coneixements i poder sentir-se un mateix capaç de fer un treball redactat que sigui coherent i tenir la seguretat que tot ha estat ben definit, comentat i justificat.

1.3. Requeriments previs

Com tot treball d'enginyeria s'han de tenir uns coneixements previs que permetin entendre la resolució d'aquest treball.

Aquests coneixements incorporen haver treballat en algun moment en modelització de motors i estar familiaritzat amb les equacions diferencials que els regeixen, tenir un certa agilitat en el càlcul i disposar d'una base de dinàmica de sistemes que permeti seguir en tot moment tot el procés i totes les possibles simplificacions o obvietats que ocorren al llarg del projecte, necessàries pel seu bon desenvolupament.

I per suposat, haver cursat com a mínim alguna vegada alguna branca tècnica que permeti la diferenciació de tots els anàlisis que es fan i els seu enteniment.

1.4. Objectius del projecte

La realització d'aquest projecte consta d'uns objectius definits però que poden anar canviant mínimament o ampliant durant la realització del projecte. Principalment, l'objectiu d'aquest projecte és l'estudi i el posterior desenvolupament del model d'un motor de reluctància commutada (6/4) així com el seu control amb l'ajuda del programari Matlab.

Per poder realitzar aquesta meta s'han proposat una sèrie d'objectius:

- Estudiar l'estat de l'art d'aquest tipus de motors actualment i saber quina es la importància que tenen en el món.
- Estudiar la constitució i comprendre el funcionament d'un motor de reluctància commutada.
- Treballar amb un model basat en el seu esquema elèctric equivalent i dissenyar els controladors necessaris per el seu estudi dinàmic.

- Explicar i entendre tots els controladors que s'utilitzen així com convertidors i elements necessaris per al correcte funcionament del motor.
- Simular el comportament del model enter obtingut en el programa Matlab/Simulink
- Fer diferents simulacions sobre el model i estudiar les característiques del motor en diferents casos i condicions.
- Comparar, si és possible, la solució obtinguda amb un cas real i extreure les conclusions adequades.

1.5. Abast i detall del projecte

Aquest és un projecte que té dues vessants: La primera i més obvia és la de l'estudi d'aquests tipus de motors, les característiques, el seu principi de funcionament i les seves equacions matemàtiques que el defineixen i la segona, amb menys necessitat de recerca teòrica, és la del disseny i implementació d'un model dinàmic i simulació.

Llavors, aquest treball no se centrarà àmpliament en els convertidors ni altres elements que no siguin pròpiament del control intern de les variables com la intensitat o voltatge que passen pel circuit ni tampoc com implementar el sensor de posició necessari per al control dinàmic, sinó que més bé se centrarà en els controladors de velocitat i de corrent que portarà el sistema per millorar el control, això sí, utilitzant les dades proporcionades per els altres elements o utilitzant les seves característiques.

En la primera part del treball, es demostraran totes les equacions pas a pas per tal d'entendre exactament com és el funcionament mentre que la segona part serà menys explicativa però igualment informativa respecte a la utilització de cada element i mitjançant dades reals de motors s'analitzarà un model simulat.

2. El motor SRM

2.1. Motors SRM. Situació actual

Els motors de reluctància commutada són uns motors que funcionen per mitjà del parell motor creat degut a la reluctància variable que es forma entre el debanat de l'estator i el dent del rotor la qual depèn de la posició θ i la intensitat i . Al no tenir imants o debanats en el rotor, simplifica molt la construcció. Amb aquesta simplicitat llavors s'eliminen alguns problemes comuns que existeixen en les màquines elèctriques com són la magnetització y la desmagnetització a l'entreferro.

Aquests motors actualment són uns bons competidors de les màquines convencionals de corrent altern degut a la seva simplicitat, robustesa, baix cost i eficiència. Però, el motor de reluctància commutada és un màquina de pols sortints a l'estator i al rotor tal com es veu a la Figura 1 i la Figura 2, pel que posseeix característiques altament no lineals, el que dificulta el seu anàlisi i control en comparació amb els accionaments convencionals.



Figura 2: Estator sense els debanats posats.



Figura 1: Rotor d'un motor SRM. Molt senzill

Font: Treball tesis doctoral [2]

En relació amb la seva construcció i requeriments del controlador, la diferència entre motors DC i AC amb l'SRM és clara. Totes les característiques relacionades amb les variables de la màquina (flux lligat, inductància, parell etc) són funcions no lineals que depenen de la posició del rotor i del corrent de fase. Tal com es mostra a la Figura 3.

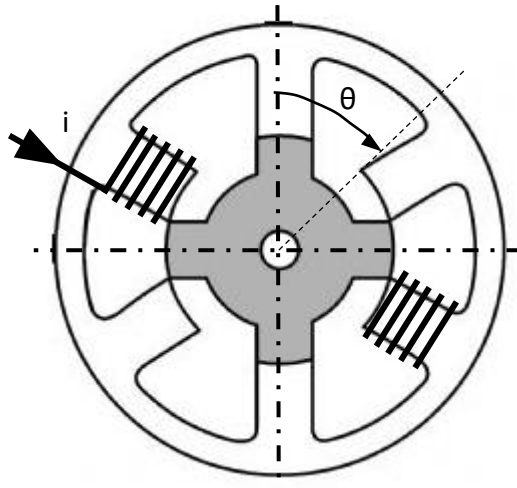


Figura 3: Definició de la posició i intensitat

2.1.1. Història i aplicacions

El motor SRM és conegut des de fa més de 150 anys, el primer motor de reluctància està documentat a l'any 1838 i va ser construït per Robert Davidson. La denominació *Switched Reluctance Motor* va ser utilitzada per primer cop per Nasar el 1969 i les primeres patents sobre aquest tipus de motor van ser registrades per Bedford al 1972. Però, no és fins a finals de la dècada dels 70, com a conseqüència de treballs d'investigació sobre vehicles elèctrics alimentats des de bateria, realitzats a les universitats de Leeds i Nottingham, quan es decideix que comença la era moderna del motor de reluctància commutada. Des de llavors els SRM han despertat un gran interès en la comunitat universitària concretant-se en gran nombre de comunicacions en congressos internacionals i revistes especialitzades.

En l'àmbit industrial, les aplicacions del SRM han anat creixent progressivament en diferents sectors. En el sector electrodomèstic s'han utilitzat en rentadores MAH400 de la marca d'electrodomèstics de línia blanca Maytag, del grup Emerson, en aspiradores INF-A-TEK de Ametek Lamb Electric i en robots de cuina de la marca Smallfry. En el sector d'aire condicionat

i climatització CompAir Ltd. ha introduït SRM en la seva gama de compressors 1-300 kW; també s'ha utilitzat SRM en l'equip d'aire condicionat del tren alemany d'alta velocitat ICE1. Respecte a la tracció elèctrica, trobem l'SRM en el tricicle Sparrow, en la motocicleta Lectra de EMB Inc. Diversos centres d'investigació, entre ells Daimler Chrysler i Volkswagen, han treballat en la utilització d'SRM en el grup tractor de vehicles elèctrics. EN el sector auxiliat de l'automòbil trobem RM en l'accionament per el control de l'accelerador del motor Jaguar S V-6 i V-8 desenvolupat per Dana Corporation.

Els SRM son adequats per aplicacions que treballin en ambients hostils i perillosos. British Jeffrey Diamond 100 Ltd. Ha desenvolupat una línia d'SRM per a aplicacions mineres en el rang de 35-20 kW. Alguns fabricants com Triac Services Ltd. i Sicme Motori han creat series d'SRM per accionaments industrials de propòsit general. Es troben SRM en aplicacions industrials molt diverses com per exemple Emotron ha utilitzat SRM per l'equip de bombeig de la planta de tractament d'aigües de Ringsjöverket, Suècia. Picanol ha incorporat SRM als seus telers. Becham ha empleat SRM en les seves centrifugadores d'alta velocitat i elevada eficiència. Besam AB ha utilitzat SRM per a unitats d'apertura automàtica de portes.

Moltes de les aplicacions industrials d'SRM citades anteriorment són llicències de SRDrives, l'empresa que va fundar a principis de la dècada dels 80 el professor Lawrenson de la universitat de Leeds i que va ser absorbida per Emerson Electric el 1994. En l'actualitat algunes de les aplicacions més innovadores, com la rentadora MAYTAG MAH-400 i la motocicleta LETRA, ha substituït el SRM per accionaments d'inducció o han deixat de fabricar-se. Aquests fets poden considerar-se com un senyal de debilitat després d'un període de grans esperances, però més bé són un re agrupament per trobar nou mercats adaptats a les seves innegables avantatges. Les aplicacions amb més futur es trobaran segurament en el sector de l'automòbil, aire condicionat, ventilació i tracció elèctrica. Altres sectors amb possibilitats són els motors per a ambients hostils i el de motor d'alta velocitat.

Actualment també existeix el projecte VENUS-FAGOR que té com a objectiu impulsar l'SRM en vehicles elèctrics (VE) i eliminar els imants permanents que degut a l'alta demanda que sofrirà no podran tenir preus competitius ja que, a més de ser cars, Xina controla casi bé el

95% de metalls de terres rares com el neodimi i una producció a gran escala en vehicles a Europa no es podria dur a terme [9].

2.1.2. Principi de funcionament.

El principi d'operació és molt senzill i es pot veure un esquema en la Figura 4. Tan aviat com el corrent passa a través d'un dels debanats de l'estator, el parell motor és generat per la tendència del rotor a alinear-se amb el pol de l'estator excitat a causa de que sempre buscarà una zona on la relutància sigui mínima i la inductància màxima, creant així un parell motor. La direcció del parell motor generat és funció de la posició del rotor respecte la fase energitzada i és independent de la direcció del corrent que passa a través del debanat de la fase. Si el que es vol és un parell motor continu, es pot produir amb una bona sincronització de l'excitació de cada fase amb la posició del rotor, treball que fa un convertidor sincronitzat amb un sensor de posició.

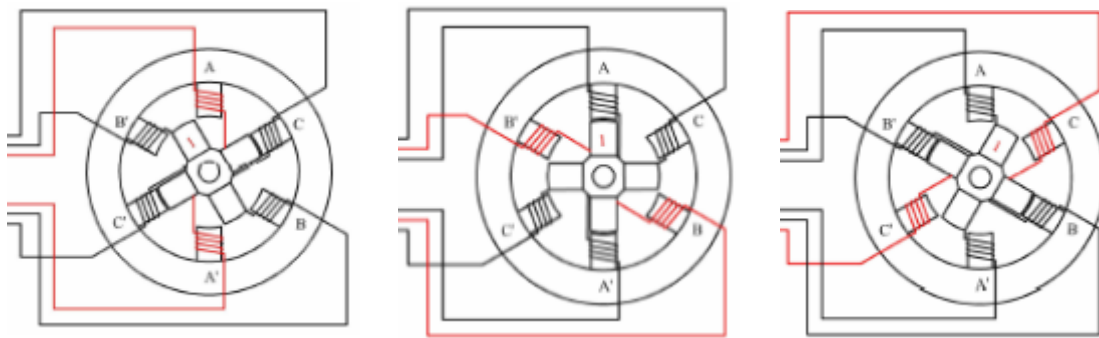


Figura 4: Commutació de les fases en un motor SRM

Font: Extret de [3]

Existeixen diferents geometries a l'hora de parlar de quantes fases poden haver en un SRM ja que existeixen motors monofàsics i multi fàsics, i també de quants pols a l'estator i dents al rotor hi ha d'haver. Aquest últim plantejat es discutirà en el següent apartat on es parlarà sobre diferents configuracions de motors SRM.

2.1.3. Estructura magnètica relutant.

Com ja sabem, l'estructura magnètica relutant pot adoptar diferents configuracions segons el nombre de pols de l'estator i el rotor, però quines i per què? Normalment aquesta

configuració a la que ens referim es representa a partir de la relació (N_e/N_r), on cada part correspon al número de pols de l'estator i del rotor, respectivament. El número de pols que hi ha d'haver han de ser tals que impedeixin l'alineament amb tots el pols de l'estator, llavors a l'hora de dissenyar tant el rotor o estator sempre han de quedar pols desalineats per tal que a les diferents commutacions existeixi parell a realitzar.

Per tal de verificar això, existeixen una sèrie de condicions que s'han de complir tal com s'explica a la referència [7]:

$$N_e = 2 \cdot k \cdot m \quad (1)$$

$$N_r = 2 \cdot k \cdot (m \pm 1) \quad (2)$$

On m és el número de fases i k un nombre sencer que es denominarà com a multiplicitat, $2 \cdot k$ serà el número de pols per fase.

La freqüència de commutació de cada fase ve donada per l'expressió:

$$f_e = \frac{N_r \cdot N}{60} \quad (3)$$

On f_e es dóna en Hz i N correspon a la velocitat de rotació del motor (rotor) en rpm. Si es volguessin evitar grans freqüències de commutació, el signe negatiu seria preferible a l'equació (2) degut a que amb el signe positiu significaria un major nombre de pols en el rotor amb el mateix número de pols a l'estator, això fa que per donar mitja volta amb el rotor es necessitarien 12 commutacions en comptes de 6 (Sempre parlant d'un motor de 3 fases i amb 2 parells de pols en cada fase) i per tant per a fer-ho en el mateix temps s'hauria d'incrementar la freqüència de commutació a el doble.

També podem definir l'angle de pas:

$$\varepsilon = \frac{360^\circ}{m \cdot N_r} \quad (4)$$

Per tant, el número de passos per revolució, s , val:

$$s = m \cdot N_r \quad (5)$$

El nombre de pols de l'estator condiciona el número de fases del motor i, per això, també l'estructura i el número d'interruptors estàtics necessaris al convertidor. Encara que hi ha motors de reluctància monofàsics i bifàsics, per a poder garantir l'arrancada i la reversibilitat, el número de fases ha de ser com a mínim de 3.

Els més habituals, per tant, són motors SRM de 2 fases (4/2), de 4 fases (8/6), de 3 fases (6/4) o de 5 fases (10/8) entre d'altres. Una representació es pot veure a la Figura 5.

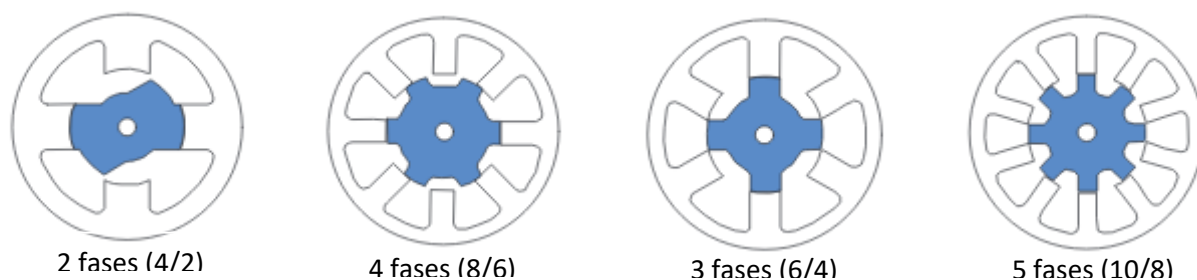


Figura 5: Diferents configuracions de motor SRM

	Configuracions				
	4/2	6/4	8/6	10/8	16/12
Nr	2	4	6	8	12
Ne	4	6	8	10	16
k*	1	1	1	1	2
m*	2	3	4	5	4
S	4	12	24	40	48
$\varepsilon[^\circ]$	90	30	15	9	7,5

Taula 1: Paràmetres calculats per diferents configuracions de motor SRM

2.1.4. Relació de la inductància amb la posició del rotor.

Com podem trobar explicat en la referència [4], referenciant un angle de posició com el que s'ha explicat anteriorment en la Figura 3 podem dibuixar un perfil d'inductància ideal en funció

de la posició i diferenciar els angles més característics que apareixen per tal d'entendre la forma del perfil. En aquest apartat s'explicaran quina posició hi ha entre rotor i estator durant cada zona on el perfil d'inductància varia en valor i pendent.

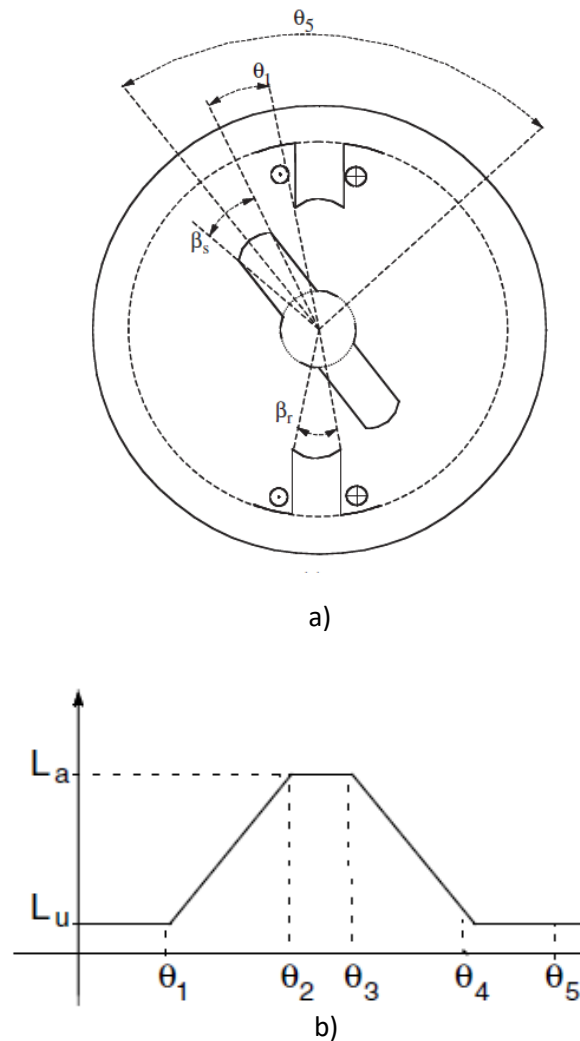


Figura 6: Definició dels angles de posició en el perfil d'inductància

1. $0-\theta_1$ a $\theta_4-\theta_5$: Els pols de l'estator i del rotor no se solapen en aquesta regió i el flux es determinat majoritàriament pel camí de l'aire, per tant fent la inductància mínima i casi constant. Per això, aquestes regions no contribueixen a la producció de parell. La inductància és coneguda en aquesta regió com, L_u .
2. $\theta_1-\theta_2$: Els pols se solapen, per tant el camí del flux es principalment a través de les dents del rotor i l'estator. Això, incrementa la inductància amb la posició del rotor, donant una pendent positiva. Un corrent imposat en el debanat durant aquesta regió produeix un parell positiu així com es veu a la Figura 7. Aquesta regió finalitza quan la superposició de pols es completa.

3. θ_3 - θ_4 : Durant aquest període, el moviment del pol del rotor no altera la superposició completa del pol de l'estator i no canvia el camí del flux dominant. Això té l'efecte de mantenir la inductància màxima i constant, aquesta inductància és coneguda com a inductància alineada. L_a . Com no hi ha canvi en el valor de la inductància en aquesta regió, la generació de parell és nul·la inclús quan el corrent és present en aquest interval. Per contra d'aquest fet, és una funció útil ja que proveeix de temps a la corrent de l'estator perquè torni a zero o a nivells més baixos quan és commutada, tot prevenint del possible parell negatiu que es pot generar si és que el corrent petit s'ha introduït en la regió de pendent negativa.
4. θ_3 - θ_4 : El pol del rotor s'està allunyant de la zona de superposició amb el pol de l'estator. Això és bastant similar al punt 2. (la regió θ_1 - θ_2), però amb una disminució del valor de la inductància i un augment de la posició del rotor contribuint a la pendent negativa de la regió de la inductància. La resultant del motor en aquesta regió resulta en un parell negatiu tal com podem veure a la Figura 7, és a dir, generació d'energia elèctrica gràcies a l'impuls mecànic de la màquina de reluctància commutada.

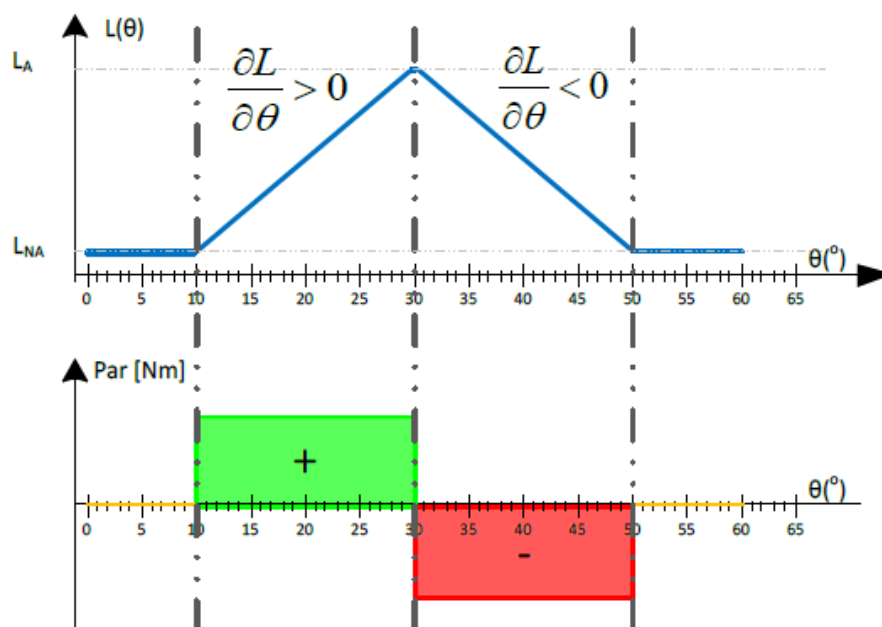


Figura 7: Producció de parell positiu o negatiu.

Font: Extret de [8]

No és possible arribar a un perfil d'inductància ideal mostrat a la Figura 6 en un motor actual degut a la saturació. La saturació causa que el perfil de la inductància sigui corb a prop del cim i això redueix el parell constant. Per tant, saturant el motor més enllà d'un punt produeix una disminució del parell i la potència de sortida.

Per a corrents rectangulars, pot ser que el parell motor sigui produït per un pols de curta durada, produint un gran arrissat de parell. Això pot crear problemes d'un augment del soroll, fatiga de l'eix i fluctuacions de velocitat. Les ondulacions del parell són minimitzades amb el disseny del motor tal que el perfil d'inductància de dos fases consecutives se sobreposin durant el final d'una fase i el principi de l'altra.

En apartats posteriors del treball, es mostraran perfils d'inductància reals i es comprovarà que poden ser aproximats als reals per tal de poder treballar d'una manera més senzilla.

2.2. Avantatges i Desavantatges dels motors SRM

A continuació s'esmenaran els principals avantatges del motor de reluctància commutada:

- Els debanats estan només a l'estator i sense debanats o imants en el rotor s'estalvia material.
- Els debanats són concentrats al voltant del pol, conduint a un gran estalvi en la construcció comparat amb els debanats distribuïts en màquines alternes o fins i tot contínues.
- El rotor és molt petit (respecte a altres màquines també) i per tant, té molt poc moment d'inèrcia, això fa que pugui donar una gran acceleració.
- Es poden arribar a velocitats molt altes (20000-50000 rpm) degut a la falta de conductor i imants en el rotor.
- És una màquina sense escombretes i per tant, és millor des d'un punt de vista de manteniment respecte una de contínua.
- Les pèrdues del rotor són molt més petites comparades amb les de l'estator cosa que facilita la refrigeració i permet treballar a altes temperatures.
- Com els debanats estan separats l'un de l'altre elèctricament i tenen un acoblament mutu negligible, una falta elèctrica en una fase no afecta les altres fases en general. Aquesta característica és única en aquests motors.
- La força electromotriu es funció de la fase del corrent; per tant, quan no hi ha corrent en el debanat, no hi ha fem induïda, i una fallada del debanat d'una fase no es pot prolongar si no hi ha corrent d'entrada. Aquest no és el cas de les màquines d'inducció, síncrones d'imant permanent ni brushless. Això es tradueix en una major robustesa del SRM.
- Presenta un elevat rendiment i una bona relació parell/volum i parell/inèrcia.
- El parell és independent del sentit de la corrent, el que permet en certes aplicacions reduir el nombre d'interruptors estàtics de potència.

Tot i així, el motor de reluctància commutada té també una sèrie de desavantatges o inconvenients exposats a continuació:

- L'arissat del parell és elevat degut a la seva naturalesa polsant però pot ser reduït controlant la superposició de les fases del corrent.
- El soroll acústic és gran (l'arrancada) però les seves causes s'estan estudiant, encara que s'ha millorat respecte els motors de primera generació.
- Requereix un nombre elevat de terminals i connexions.
- L'estructura electromagnètica necessita alimentar-se per mitjà d'un convertidor, a més necessita un sensor de posició i reguladors electrònics.
- El seu disseny precisa d'un estudi molt a fons del circuit magnètic, un estudi i bona adaptació del convertidor estàtic i una adequada estratègia de control.

2.2.1. Comparació amb altres motors

Si agafem un motor síncron de reluctància i comparem la seva secció transversal com veiem en la Figura 8, es poden veure la principal diferència que tenen els dos on el de l'esquerra és un SRM i el de la dreta és un motor síncron.

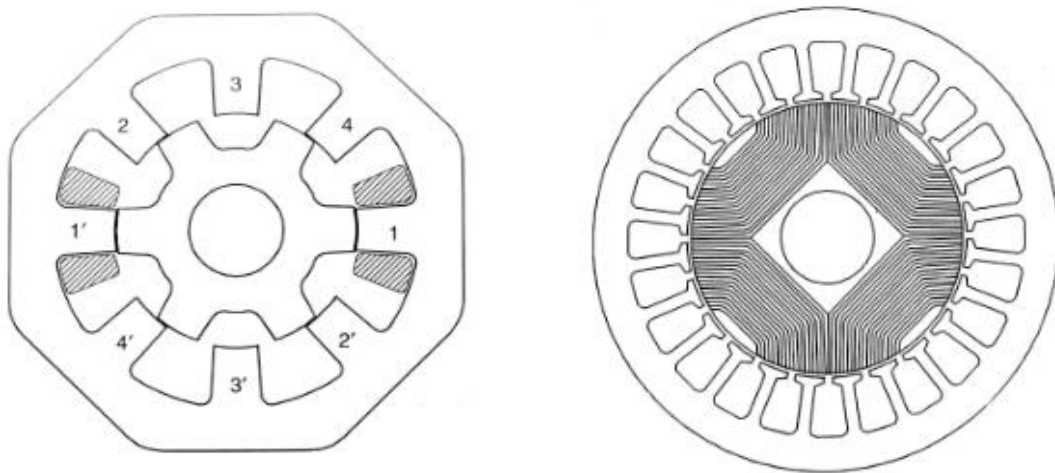


Figura 8: Diferència de connexions dels dos tipus de motors

Podem veure clarament que en l'SRM cada debanat per fase només engloba dues bobines del motor i concretament les oposades, mentre que en el motor síncron tots els debanats

estan connectats entre sí sent necessari crear un camp sinusoidal que vagi girant per tot el motor.

En la Taula 2 es veu una comparació general entre aquests dos tipus de motor, informació extreta de la referència 79[5].

SRM	Motor síncron
Tant l'estator com el rotor tenen pols sortints	L'estator té un diàmetre llis excepte el ranurat
El debanat de l'estator comprén un grapat de bobines, cada una amb el seu debanat en un pols	L'estator té debanats polifàsic amb bobines distribuïdes sinusoidalment
L'excitació és una seqüència de polsos de corrent aplicats a cada fase, cada volta	L'excitació es un corrent sinusoidal balancejat que circula per les fases connectades
Com el rotor gira, el flux concatenat hauria de tenir una forma triangular o de dent de serra que no variï amb el corrent	La fase auto inductada hauria de variar sinusoidalment amb la posició del rotor però no amb el corrent

Taula 2: Comparació dels dos tipus de motor

3. Modelat

El model matemàtic d'un motor SRM normalment ve donat per 3 parts: El model elèctric, la característica del parell motor y el model mecànic.

A l'hora de definir el circuit elèctric equivalent que representa el nostre motor SR s'ha de tenir en compte diferents supòsits. Se suposa que només es treballarà amb una fase, llavors el nostre circuit equivalent es pot modelar com un circuit RL i estarà compost per la resistència de fase R_s més l'acoblament de flux $\lambda(\theta, i)$ on θ és la posició del rotor. S'assumeix que la resistència R_s és constant per simplicitat i que l'acoblament mutu entre fases és normalment zero o molt petit i poc influent, per tant el circuit queda com en la Figura 9.

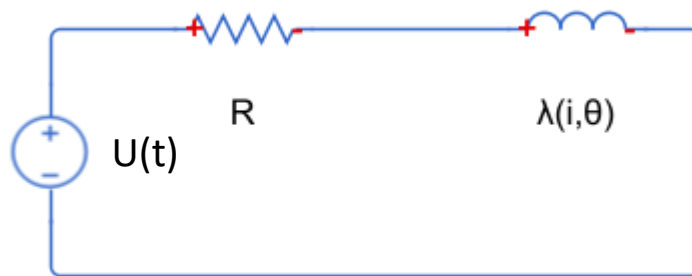


Figura 9: Esquema elèctric equivalent

3.1. Model elèctric.

Aleshores pel que fa al model matemàtic de la part elèctrica del motor, quedaria de la següent manera:

$$U(t) = R_s \cdot i(t) + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (6)$$

On $\lambda(\theta, i)$ és $L(\theta, i) \cdot i$, per tant es pot desenvolupar la derivada.

$$\frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} = \frac{d(L(\theta, i) \cdot i)}{dt} = L(\theta, i) \cdot \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot i \quad (7)$$

Tenint en compte que l'expressió

$$E = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot i = K \cdot i \cdot \omega_m \quad (8)$$

Substituint l'expressió (7) en (6) i tenint en compte l'expressió (8), es pot obtenir un circuit equivalent més intuïtiu mostrat en la Figura 10.

$$U(t) = R_s \cdot i(t) + L(\theta, i) \cdot \frac{di}{dt} + E \quad (9)$$

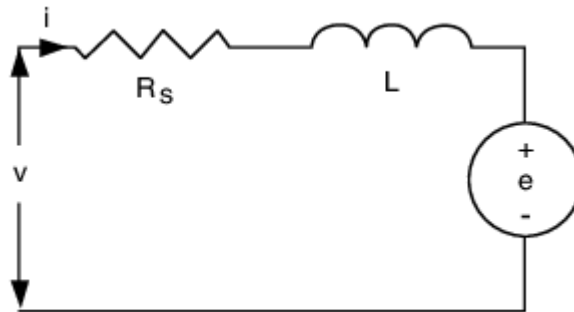


Figura 10: Circuit elèctric equivalent del motor simplificat

Aïllant el terme $\frac{di}{dt}$ de l'equació (9);

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L(\theta, i)} \cdot \left[U(t) - R_s \cdot i(t) - i \cdot \omega_m \cdot \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \right] \quad (10)$$

Un primer diagrama de blocs orientatiu, doncs, respecte la part elèctrica el podem veure en la Figura 11.

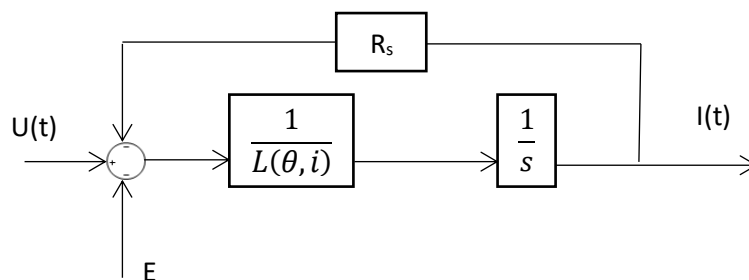


Figura 11: Diagrama de blocs de la part elèctrica del motor

Llavors, amb el modelat elèctric definit, es pot passar a definir el modelat mecànic passant prèviament per la producció de parell.

3.1. Producció del parell.

Una vegada es tenen definides les expressions de la part mecànica i de la part elèctrica, hauran de ser relacionades. Per fer-ho, s'utilitzaran les definicions de potència absoluta ($P_{abs} = U \cdot i$) i potència mecànica ($P_{mec} = \omega_m \cdot T$):

$$P_{abs} = U \cdot i = R_s \cdot i^2 + L(\theta) \cdot i \cdot \frac{di}{dt} + i^2 \cdot \frac{dL(\theta)}{dt} \cdot \omega_m \quad (11)$$

S'ha de tenir en compte la variació d'energia acumulada en un inductor per cada instant de temps:

$$\frac{d}{dt} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot L(\theta) \cdot i^2 \right] = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \omega_m + L(\theta) \cdot i \cdot \frac{di}{dt} \quad (12)$$

Per tant, substituint l'equació (12) a l'equació (11) i arreglant una mica:

$$P_{abs} = R_s \cdot i^2 + \frac{d}{dt} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot L(\theta) \cdot i^2 \right] + \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \omega_m \quad (13)$$

Arribats aquí, com que el principi de conservació de l'energia mecànica subministrada és el que queda de la resta de les pèrdues resistives i la variació d'energia acumulada a l'inductor a la P_{abs} , restant a l'equació (13) l'equació (12) i les pèrdues resistives:

$$P_{mec} = P_{abs} - R_s \cdot i^2 - \frac{d}{dt} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot L(\theta) \cdot i^2 \right] = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \omega_m \quad (14)$$

Per inspecció directa amb l'equació $P_{mec} = \omega_m \cdot T$, es pot deduir fàcilment:

$$T = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (15)$$

Que si realment es vol extrapolar al parell realitzat pel motor, es té:

$$T = \sum_{i=1}^m \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (16)$$

3.2. Model mecànic.

En el modelat mecànic s'ha de considerar: La inèrcia del motor J , el coeficient de fricció viscosa generat pel moviment del rotor B (que degut a que aquest tipus de motor treballa a altes velocitats, ja que a baixes es notaria bastant el gir escalonat a causa del seu funcionament, no es pot menysprear), el moment electromagnètic de la càrrega T_i i el moment electromagnètic generat pel motor T :

$$T = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega_m + T_i \quad (17)$$

Aïllant el terme $\frac{d\omega}{dt}$ de l'equació (17):

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot [T - T_i - B \cdot \omega_m] \quad (18)$$

Si s'ajunta tot, surt un diagrama de blocs com el de la Figura 12.



Figura 12: Diagrama de blocs del motor SR general

On cada bloc significa:

- Part elèctrica:

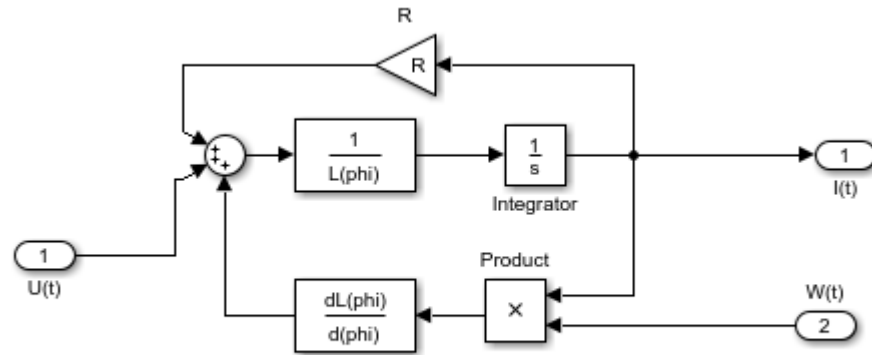


Figura 13: Diagrama de blocs de la part elèctrica

- Relació parell/intensitat:

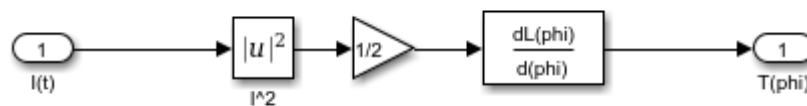


Figura 14: Diagrama de blocs de la relació parell/intensitat

- Part mecànica:

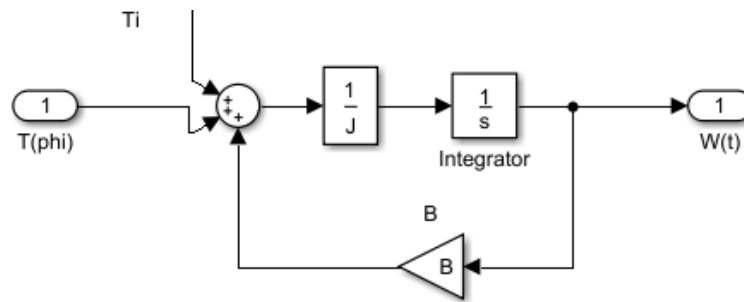


Figura 15: Diagrama de blocs de la part mecànica

3.3. Model de petita senyal

Un cop s'arriba aquí, es tenen els models elèctrics, mecànic i de relació intensitat/parell. Es veu que és un model no lineal i bastant difícil de treballar amb ell si es vol dissenyar controladors. A més, no se sap encara quina és l'expressió de la inductància en funció de la

posició ni tampoc del corrent. Per tant, el més intel·ligent i seguint el mètode del model de petita senyal explicat en la referència [4], linealitzarem el problema.

Prenent valors centrals i sumant-los un valor diferencial es pot arribar a un model lineal eliminant els termes de major ordre.

$$i = i_0 + \delta_i$$

$$v = v_0 + \delta_v$$

$$\omega_m = \omega_{m0} + \delta_{\omega_m}$$

$$T = T_0 + \delta_T$$

Per tant, s'agafa l'equació elèctrica:

$$v = R_s \cdot i + L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega_m \cdot i \quad (19)$$

$$v_0 + \delta_v = R_s \cdot i_0 + R_s \cdot \delta_i + L \frac{di_0}{dt} + L \frac{d\delta_i}{dt} + \frac{dL}{d\theta} [\omega_{m0} \cdot i_0 + \omega_{m0} \cdot \delta_i + \delta_{\omega_m} \cdot i_0 + \delta_{\omega_m} \cdot \delta_i]$$

S'eliminen els termes iguals segons l'equació (19)

$$\delta_v = R_s \cdot \delta_i + L \frac{d\delta_i}{dt} + \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega_{m0} \cdot \delta_i + \frac{dL}{d\theta} \cdot \delta_{\omega_m} \cdot i_0 + L \frac{d\delta_i}{dt}$$

S'aïlla $\frac{d\delta_i}{dt}$ de l'equació anterior :

$$\begin{aligned} \frac{d\delta_i}{dt} &= \frac{\delta_v}{L} - \frac{R_s}{L} \cdot \delta_i - \frac{dL}{d\theta} \cdot \frac{\omega_{m0}}{L} \cdot \delta_i - \frac{dL}{d\theta} \cdot \frac{\delta_{\omega_m}}{L} \cdot i_0 \\ \frac{d\delta_i}{dt} &= \left[\frac{R_s}{L} - \frac{dL}{d\theta} \cdot \frac{\omega_{m0}}{L} \right] \delta_i - \frac{1}{L} \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot \delta_{\omega_m} \cdot i_0 + \frac{\delta_v}{L} \end{aligned} \quad (20)$$

Ara es fa el mateix amb la equació mecànica (18) substituint per la T de l'equació (15):

$$\frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} - T_l = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + B \cdot \omega_m \quad (21)$$

$$\frac{1}{2} \cdot (i_0 + \delta_i)^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} - T_0 + \delta_T = J \cdot \frac{d\omega_{m0}}{dt} + J \cdot \frac{d\delta\omega_m}{dt} + B \cdot \omega_m + B \cdot \delta\omega_m$$



$$i_0^2 + 2 \cdot i_0 \cdot \delta_i + \delta_i^2$$

S'eliminen els termes iguals segons l'equació (16):

$$i_0 \cdot \delta_i \cdot \frac{dL}{d\theta} - \delta_T = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + B \cdot \delta\omega_m$$

Aïllem $\frac{d\omega_m}{dt}$:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \left(\frac{i_0}{J} \cdot \frac{dL}{d\theta} \right) \cdot \delta_i - \frac{B}{J} \cdot \delta\omega_m - \frac{\delta_T}{J} \quad (22)$$

S'ha de tenir en compte que s'està treballant sobre un sistema linealitzat per tant se sap que

$\frac{dL}{d\theta}$ és constant, llavors:

$$R_{eq} = R_s - \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega_{m0}$$

$$K_b = \frac{dL}{d\theta} \cdot \delta\omega_m \cdot i_0$$

Ara les expressions (20) i (22) es converteix en:

$$\frac{d\delta_i}{dt} = \left[-\frac{R_{eq}}{L} \right] \cdot \delta_i - \frac{K_b \cdot \omega_{m0}}{L} + \frac{\delta_v}{L} \quad (23)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{K_b}{J} \cdot \delta_i - \frac{B}{J} \cdot \delta\omega_m - \frac{\delta_T}{J} \quad (24)$$

I s'obtenen un diagrames de blocs de la Figura 16.

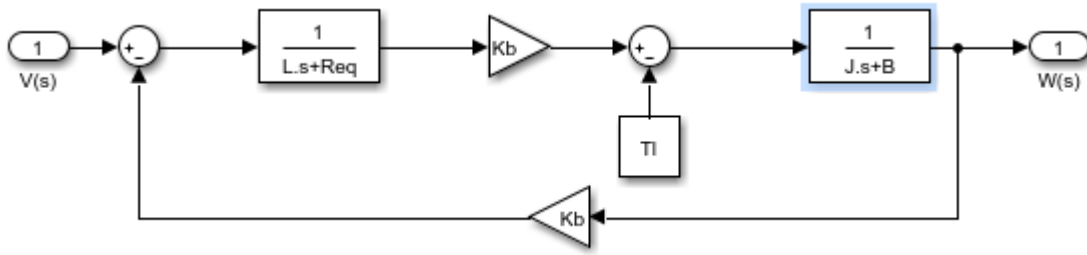


Figura 16: Diagrama de blocs del model lineariatzat

Amb aquest diagrama existeix una certa dificultat si es vol dissenyar un controlador de corrent i velocitat. Per tant, s'elimina δ_T i queda absorbida per la nova constant B_t .

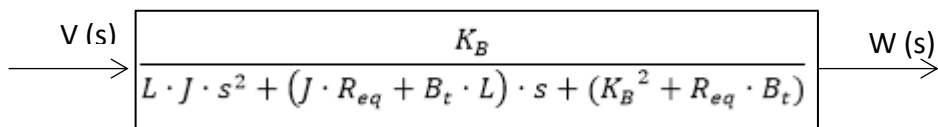


Figura 17: Funció de transferència del motor lineariatzat

Es defineixen les següents expressions:

$$B_t = B + B_l$$

$$T_m = \frac{J}{B_t}$$

$$K_1 = \frac{B_t}{K_b^2 + R_{eq} \cdot B_t}$$

I mitjançant la resolució de l'equació de segon grau del denominador de la Figura 17, s'obté:

$$s = \frac{-J \cdot R_{eq} - B_t \cdot L \pm \sqrt{(J \cdot R_{eq} + B_t \cdot L)^2 - 4 \cdot L \cdot J \cdot (K_b^2 + R_{eq} \cdot B_t)}}{2 \cdot L \cdot J}$$

On les arrels són:

$$T_1, T_2 = \frac{-1}{-\frac{1}{2} \cdot \left[\frac{R_{eq}}{L} + \frac{B_t}{J} \right] \pm \sqrt{\frac{1}{4} \cdot \left[\frac{R_{eq}}{L} + \frac{B_t}{J} \right]^2 - \frac{K_b^2 + R_{eq} \cdot B_t}{L \cdot J}}}$$

Y finalment, es pot escriure la Figura 18.

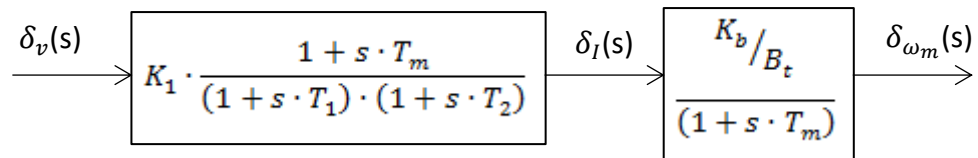


Figura 18: Separació en dos parts del motor lineariatzat

I ara es pot posar la planta del nostre motor separat en dues parts la sortida de les quals és la intensitat i la velocitat respectivament. Per tant ara la tasca que pertoca fer, és el disseny de 2 controladors: Un controlador de corrent i un controlador de velocitat.

L'explicació dels dissenys del control i el control s'explicarà més endavant. Seguidament s'introduiran els conceptes dels convertidors estàtics de potència que s'utilitzen i una explicació d'aquests.

4. Convertidors estàtics de potència.

Ja que el parell en els motors SRM es independent del sentit d'excitació del corrent, aquests motors només requereixen un interruptor per fase i debanat, contràriament a altres motors de corrent alterna on al menys es requereixen dos interruptors per fase per controlar el corrent. Cal recordar que les fases del motor SRM són independents i, en cas de fallada dels disparadors en els interruptors, la operació pot ser ininterrompuda encara que amb menor potència de sortida.

El convertidor de potència és l'element d'accionament que ha d'actuar a partir dels senyals en forma d'impuls rebuts del controlador per tal de generar els senyals d'alimentació al motor SRM. Això requereix els següents requeriments:

- La commutació de les fases s'ha de fer en ordre, d'acord amb la posició rotòrica que ens proporciona el modulador de corrent explicat en l'apartat 5.5, obrint i tancant els interruptors que el componen. Aquests interruptors són generalment MOFETs i IGBT's, ideals per a potències superiors a 1 kW i per a freqüències de commutació elevades.
- Garantir la ràpida desmagnetització de la fase del SRM. El corrent de fase en un SRM és unipolar pel que en principi és suficient amb un sol interruptor, com a s'ha explicat, per a realitzar la commutació. La desmagnetització de la fase, una vegada obert l'interruptor, es realitza a través d'un díode de lliure circulació (anomenat *freewheeling diode* en anglès) amb una resistència en sèrie per a aplicar una tensió inversa en borns la fase i d'aquesta manera forçar la corrent a anul·lar-se.

Existeixen diferents configuracions de convertidors estàtics de potència: Commutació compartida, C-dump, ressonants, bifilars... Però el més popular és l'anomenat convertidor de pont asimètric o convertidor clàssic.

A continuació es detallarà les principals característiques i el mode de funcionament del convertidor utilitzat.

4.1. Convertidor de pont asimètric.

El convertidor de pont asimètric està constituït per tantes branques com fases tingui el motor, les quals incorporen dos interruptors controlats i dos díodes tal com vegem a la Figura 19.

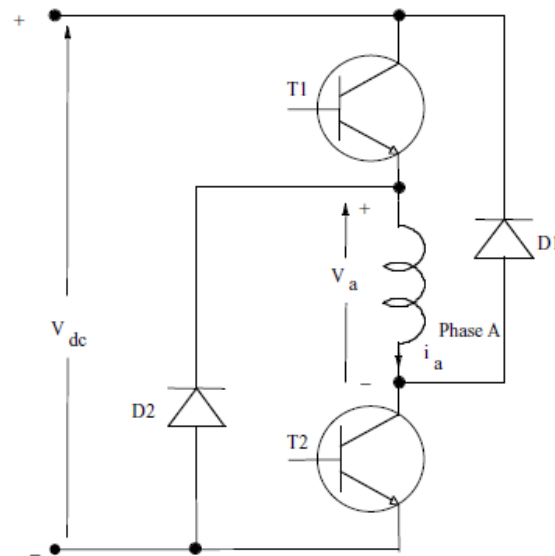


Figura 19: Convertidor de pont asimètric

La tensió d'alimentació pot provenir d'una font de tensió continua o bé d'un convertidor AC-DC juntament amb un rectificador i filtre. El tipus d'interruptors utilitzats (IGTB, MOSFET, BJT, etc.) dependrà de l'aplicació d'accionament, el que definirà paràmetres com la potència, el nivell de tensió i la freqüència de commutació, entre d'altres. En funció dels senyals de control, la fase pot trobar-se en cinc estats diferents. Aquests estats es detallen a continuació en la Taula 3 tot utilitzant l'esquema mostrat en la Figura 20:

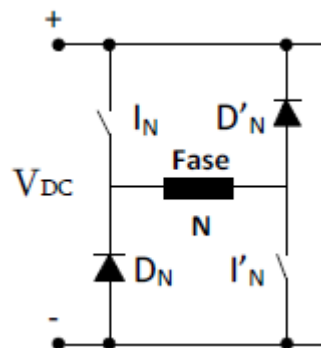
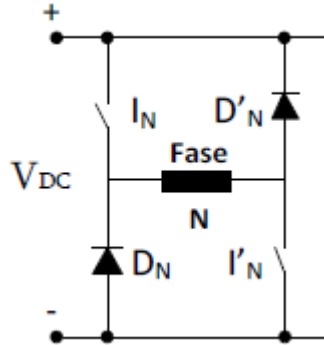
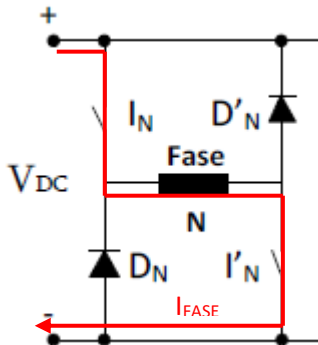
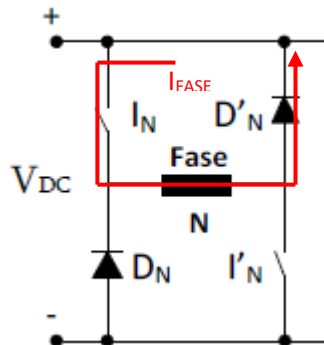


Figura 20: Convertidor de pont asimètric idealitzat

ESTAT 1: Repòs			
IN	Off	La fase es troba en estat de repòs quan no circula corrent. Tots els interruptors estan desactivats (Off).	
I'N	Off		
DN	Off		
D'n	Off		
Vfase	0 V		
ESTAT 2: Conducció de la fase			
IN	On	La fase es troba en conducció. Els dos interruptors controlats estan activats (On) llavors hi circula corrent.	
I'N	On		
DN	Off		
D'n	Off		
Vfase	VDC		
ESTAT 3a: Freewheeling interruptor superior			
IN	On	En cas d'haver corrent, aquesta es descarrega sobre la mateixa fase, dissipant la potència en forma de calor. Quan s'extingeix el corrent es canvia a fase de repòs.	
I'N	Off		
DN	Off		
D'n	On		
Vfase	0 V		

ESTAT 3b: Freewheeling interruptor inferior				
IN	Off	En cas d'haver corrent, aquesta es descarrega sobre la mateixa fase, dissipant la potència en forma de calor. Quan s'extingeix el corrent es canvia a fase de repòs.		
I'N	On			
DN	On			
D'n	Off			
Vfase	0V			
ESTAT 4: Desmagnetització de la fase				
IN	Off	S'aplica una tensió negativa per tal de descarregar la corrent de fase, retornant-la a la font d'alimentació. Ambdós interruptors controlats es troben desactivats		
I'N	Off			
DN	Off			
D'n	Off			
Vfase	-VDC			

Taula 3: Mode d'operació del convertidor de pont asimètric

Tret de l'inconvenient d'un elevat nombre de components de potència i disparadors que presenta aquesta topologia de convertidor, entre les seves avantatges podem destacar la independència entre falles, la gran tolerància a fases i l'ampli ventall d'opcions de control.

Les avantatges i inconvenients d'aquest tipus de convertidor són:

Avantatges:

- Es pot aplicar sobre la bobina tensions positives, negatives i nul·les.
- Gran tolerància a les falles.
- Independència entre fases.

- Número elevat de possibilitats de control.

Inconvenients:

- Requereix un número elevat d'interruptors en estat sòlid.
- Cada fase del SRM suporta la tensió de la font d'entrada menys la caiguda de tensió que es produeix en els interruptors. En aplicacions on la font d'alimentació té una tensió baixa es redueix la tensió aplicada en borns de la fase.

L'estructura de Matlab/Simulink que presenta aquesta configuració descrita la mostrem a la Figura 21. Tal com es pot veure, està conformat per 2 transistors IGBT's i dos díodes de lliure circulació.

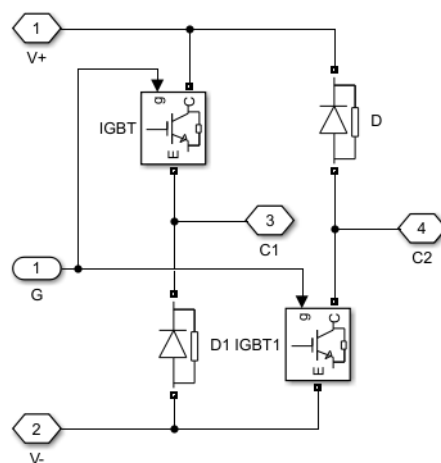


Figura 21: Convertidor de pont asimètric en Matlab/Simulink

4.1.1. Estratègies de commutació.

El senyal de commutació s'obté processant el senyal de posició rotòrica per obtenir la situació d'inici i finalització de la conducció, però aquest senyal es pot combinar amb senyals de control que permeten mantenir un determinat corrent per les fases del convertidor seguint diferents tècniques segons la característica que es desitgi obtenir.

El trossejat de corrent és l'acció que permet mantenir el corrent dins de la banda d'histèresi i per això és necessari exercir un control sobre el convertidor.

Independentment del tipus de control que es realitzi, poden aparèixer diferents tècniques o estratègies de trossejat segons la topologia de convertidor utilitzat, la tècnica utilitzada en el nostre cas és la mostrada a la Figura 22

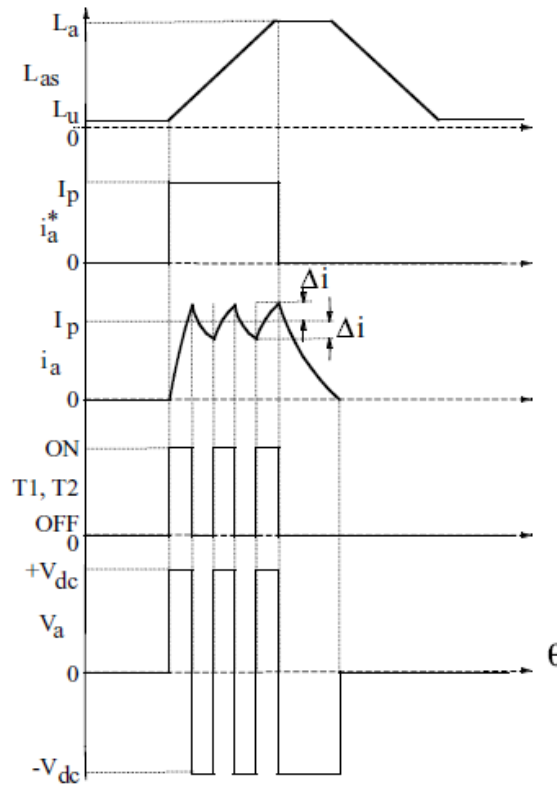


Figura 22: Estratègia de commutació utilitzada

Assumint que el corrent consigna desitjat és I_p durant el pendent de la inductància positiva en l'acció de motorització, el corrent de la fase A és generat amb un perfil d'inductància lineal. El corrent del bobinat A i_a^* és conduït amb un llaç tancat per tal de ser comparat amb la consigna. L'error del corrent és dirigit a un controlador d'histèresi o un controlador PI. Quan aquest error excedeixi un llindar imposat i controlat pel controlador anomenat Δi , els interruptors T_1 i T_2 són desconnectats simultàniament al temps que els díodes D_1 i D_2 s'ocupen del corrent i completen el camí cap a la font de tensió.

Notar que el voltatge de la fase A és llavors negatiu i igual a la font de tensió V_{dc} . Durant aquest interval, l'energia emmagatzemada en el motor d'inductància és enviada a la font, d'aquesta manera canvia energia entre la càrrega i la font repetidament en un cicle de corrent de fase.

Cal dir que després del primer inici d'encesa dels transistors, durant la connexió i desconexió de T_1 i T_2 (els dos semiconductors que s'utilitzen), el debanat de fase del motor experimenta doblement el canvi de valor del voltatge del convertidor resultant una acceleració del desgast de l'aïllament. Aquesta estratègia de control llavors provoca més oscil·lacions al voltant del voltatge consigna reduint la seva vida útil. Donat que la millora d'aquest tipus d'estratègia no és l'objectiu principal del treball no s'analitzarà a fons una solució viable però sí que es contempla que existeixen solucions que solucionen aquest problema com per exemple la utilització d'una estratègia anomenada *Estratègia de commutació alternativa*, una estratègia que està àmpliament explicada en la referència [4]

4.2. Implementació del PWM

Per la generació del senyal binari, s'ha optat per la creació d'un PWM. Aquest estarà format per una generació d'un senyal triangular simètric de valors entre 1 i -1 i amb una freqüència f que es definirà en una altre moment.

El senyal triangular es crearà mitjançant el bloc *Repeating Sequence* representat en la Figura 23 on has de definir el patró que vols i ell mateix l'anirà repetint tota l'estona:

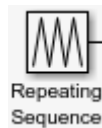


Figura 23: Bloc repeating sequence de Matlab

Tot escollint una freqüència de canvi quedaria el senyal triangular que es vol utilitzar el resultat el podem veure en la Figura 24.

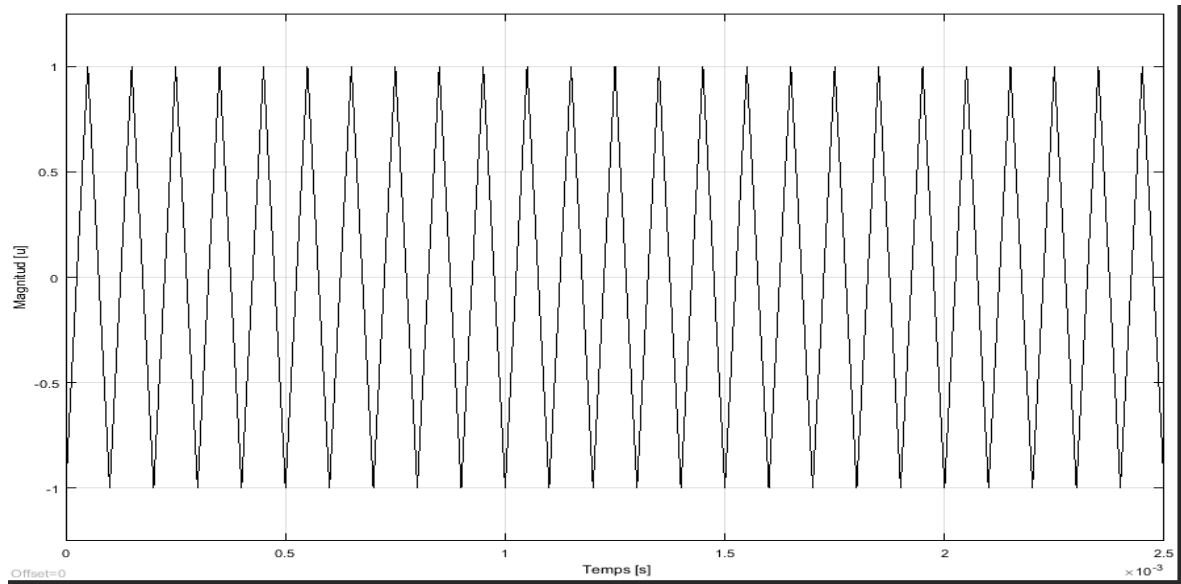


Figura 24: Senyal triangular del PWM

El PWM que s'utilitzarà, recollirà el valor del voltatge necessari per a les bobines del motor sortit del controlador PI de corrent, després haurà de normalitzar el valor tot dividint entre el voltatge màxim del convertidor i una vegada fet, comparar el senyal sortint amb el senyal triangular creat tot obtenint a la sortida polsos acotats entre 0 i 1 que seran els responsables de commutar els transistors del convertidor, com s'ha explicat anteriorment.

Aquest bloc actuarà com el generador de polsos que fa també el controlador d'histèresi tot i que amb la diferència que el controlador d'histèresi no va sempre a la mateixa freqüència, té un comportament més profund. Tindria la forma representada en la Figura 25.

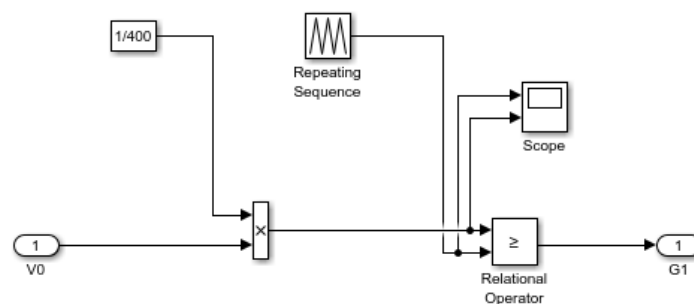


Figura 25: Implementació del PWM

5. Control.

Una vegada explicada la teoria dels convertidors estàtics de potència i la manera de com fer-los commutar, es retornarà al tema de disseny dels controladors que ja s'havia deixat introduït a l'apartat de model de petita senyal tot utilitzant els sistemes simplificats per a poder simplificar els càlculs.

5.1. Controlador de corrent

“El controlador de corrent serà un PI degut al seu extens ús industrial i simplicitat.” 79[4] També sabem que com el motor SRM és un motor amb molt de soroll i poca linealitat, la incorporació d'un efecte derivatiu en el PI convertint-lo en un controlador PID podria produir inestabilitats i incrementar el soroll que ja porta per naturalesa.

Es planteja el controlador:

$$G_c = \frac{K_c \cdot (T_{cc} \cdot s + 1)}{T_{cc} \cdot s}$$

Es tindrà el diagrama de control de corrent de la Figura 26.

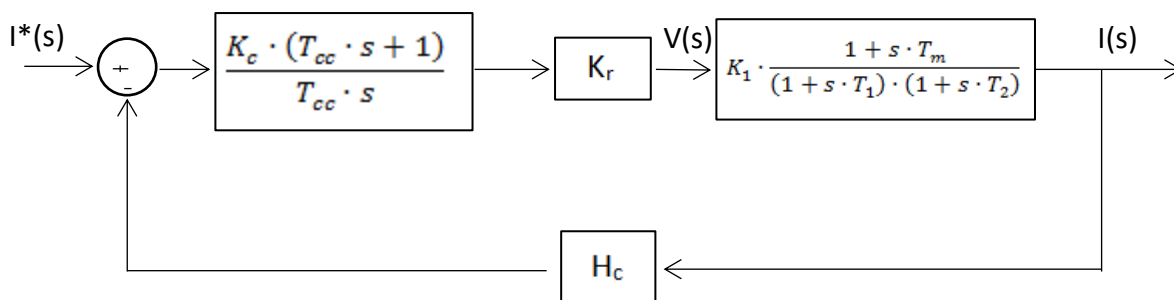


Figura 26: Plantejament del sistema de de control de corrent

On K_r seria el convertidor de potència simplificat i l' H_c el transductor de corrent:

$$K_r = \frac{V_{dc}}{V_{cm}}$$

$$H_c = \frac{V_{cm}}{i_{max}}$$

Es comença resolvent el sistema en bloc:

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot \overbrace{(1 + s \cdot T_{cc}) \cdot (1 + s \cdot T_m)}^{s \cdot T_m}}{s \cdot T_m \cdot (1 + s \cdot T_1) \cdot (1 + s \cdot T_2) + K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot H_c \cdot \underbrace{(1 + s \cdot T_{cc}) \cdot (1 + s \cdot T_m)}_{s \cdot T_m}}$$

Com el valor de T_m és relativament elevat, per simplificar els càlculs i treballar més còmodament es pot aproximar $1+s \cdot T_m$ com a T_m . Així obtenim una expressió de segon grau amb la qual podem extreure conclusions típiques d'una funció de transferència de segon ordre.

Si es desenvolupa el denominador queda com:

$$s^2 + \underbrace{\frac{T_2 \cdot T_{cc} + T_1 \cdot T_{cc} + K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot T_m \cdot T_{cc}}{T_1 \cdot T_{cc} \cdot T_2}}_{2 \cdot \xi \cdot \omega_n} \cdot s + \underbrace{\frac{K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot T_m \cdot T_{cc} + T_{cc}}{T_1 \cdot T_{cc} \cdot T_2}}_{\omega_n^2}$$

Finalment, s'obtenen les expressions dels nostres K_c i T_{cc} , paràmetres del controlador de corrent:

$$K_c = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot T_1 \cdot T_2 - T_2 - T_1}{T_m \cdot K_r \cdot K_1 \cdot H_c}$$

$$T_{cc} = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot T_1 \cdot T_2 - T_2 - T_1}{\omega_n^2 \cdot T_1 \cdot T_2 - 1}$$

Per tal d'observar si els controladors funcionen bé a la Taula 4 es poden veure les dades que s'han utilitzat per obtenir els resultats que es veuran a continuació.

Paràmetres per provar els controladors			
V_c	400 V	ω	2500 rpm
V_{cm}	+10 V	B	0,001 N/rad/sec
I_{max}	15 A	J	0,006 Kg/m ²
PWM	8000 Hz	H_ω	0,0383 V/rad/sec
R_s	0,931 Ω	T_ω	0,1 sec
i	10 A		

Taula 4: Paràmetres utilitzats per a comprovar el funcionament dels controladors

Ara, mitjançant aquest controlador i les dades que s'han vist es poden fer les simulacions. Mitjançant una consigna obtenim la resposta de la Figura 27. Cal tenir en compte que la resposta dibuixada en la Figura 27 ha estat normalitzada tenint en compte que la consigna és la inversa d' H_c , Això es fa així perquè s'ha de tenir en compte el què es compara en el llaç tancat, ha de ser tot coherent entre magnituds.

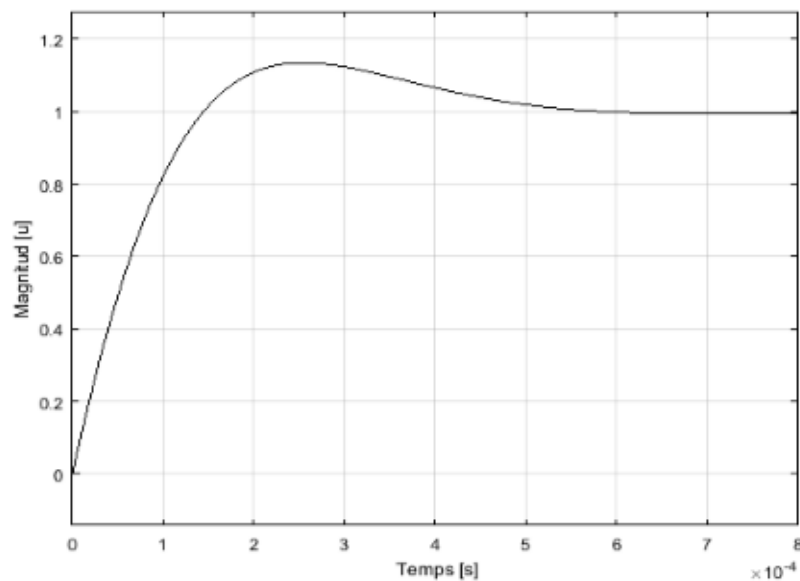


Figura 27: Resultat del controlador de corrent per una entrada de velocitat

5.2. Controlador de velocitat

Una vegada es té el control del corrent, la planta que ha resultat del nostre model analític també necessita un control de la velocitat just abans del de corrent, per tant seguint la mateixa metodologia que en el cas del controlador de corrent, s'ha de tornar a proposar un controlador PI però aquesta vegada amb un feedback que inclourà un retard degut al sensor impositat, doncs:

$$G_s = \frac{K_s \cdot (T_s \cdot s + 1)}{T_s \cdot s}$$

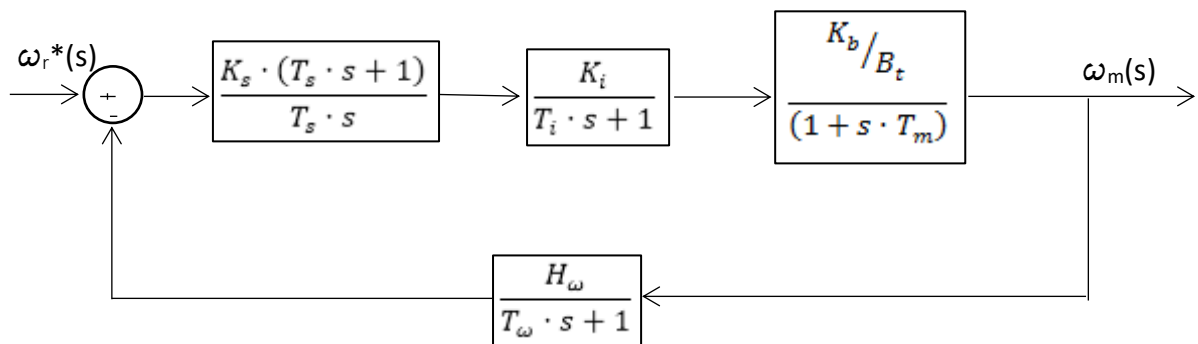


Figura 28: Plantejament del sistema de control de velocitat

Abans de començar a desenvolupar el *tunning* del PI farem una sèrie de suposicions:

- Negligirem l'aproximació del llaç de corrent ja que se sap que el subsistema és més ràpid que el sistema en general. ($T_i \ll \ll$).
- Considerem el terme $(1+s \cdot T_m)$ a $s \cdot T_m$ ja que T_m és una constant gran en comparació amb les altres. $T_m=6$ s i $T_w=0.1$ s

El llaç obert és llavors:

$$G \cdot H_\omega(s) = \frac{K_s \cdot (T_s \cdot s + 1) \cdot H_\omega \cdot \frac{K_b}{B_t}}{s \cdot T_s \cdot (T_m \cdot s + 1) \cdot (T_\omega \cdot s + 1)}$$

On se simplifica al terme K_2 :

$$K_2 = \frac{K_b \cdot H_\omega}{B_t \cdot T_m}$$

I es pot simplificar el llaç obert com a:

$$G \cdot H_{\omega}(s) = \frac{K_2 \cdot K_s \cdot (T_s \cdot s + 1)}{T_s \cdot s^2 \cdot (T_{\omega} \cdot s + 1)}$$

Es calcula seguidament el llaç tancat:

$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_r^*(s)} = \frac{1}{H_{\omega}} \left[\frac{\overbrace{H_{\omega} \cdot K_b}^{K_2} \cdot \frac{K_s \cdot (T_s \cdot s + 1)}{T_s \cdot s^2 \cdot (T_{\omega} \cdot s + 1)}}{1 + \frac{K_2 \cdot K_s \cdot (T_s \cdot s + 1)}{T_s \cdot s^2 \cdot (T_{\omega} \cdot s + 1)}} \right] \quad (25)$$

$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_r^*(s)} = \frac{1}{H_{\omega}} \left[\frac{G \cdot H_{\omega}(s)}{1 + G \cdot H_{\omega}(s)} \right]$$

Normalment es posaria com $\frac{1}{H_{\omega}} \left[\frac{G(s)}{1 + G \cdot H_{\omega}(s)} \right]$ però es pot fer aquesta aproximació perquè se sap que T_{ω} és mínim 10 vegades més petit que la unitat.

$$(T_{\omega} \cdot s + 1) \sim 1$$

Llavors si es desenvolupa l'equació (25):

$$\frac{1}{H_{\omega}} \cdot \left[\frac{K_2 \cdot K_s \cdot (T_s \cdot s + 1)}{T_s \cdot s^2 + T_s \cdot T_{\omega} \cdot s^3 + K_2 \cdot K_s \cdot (T_s \cdot s + 1)} \right] \quad (26)$$

S'arregla una mica l'equació (26).

$$\frac{1}{H_{\omega}} \cdot \left[\frac{\frac{K_2 \cdot K_s}{T_s} + K_2 \cdot K_s \cdot s}{\frac{K_2 \cdot K_s}{T_s} + K_2 \cdot K_s \cdot s + s^2 + T_{\omega} \cdot s^3} \right] \quad (27)$$

A l'equació (27) es poden agrupar els termes iguals i definir-los en noves variables per que l'anàlisi posterior resulti més fàcil.

S'anomenen doncs:

$$a_0 = \frac{K_2 \cdot K_s}{T_s}$$

$$a_1 = K_2 \cdot K_s$$

$$a_2 = 1$$

$$a_3 = T_\omega$$

Si se substitueixen aquest últims termes a l'equació (27):

$$\frac{1}{H_\omega} \cdot \left[\frac{a_0 + a_1 \cdot s}{a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + a_3 \cdot s^3} \right] \quad (28)$$

Arribats a aquest punt s'observa que s'ha obtingut una funció de transferència de tercer ordre. Existeixen diferents mètodes per tal d'arribar a una solució que finalment ens condueixi als valors definitius de K_s i T_s que estem buscant.

Per exemple, es pot aproximar l'equació (28) a una funció de segon ordre mitjançant mètodes d'aproximació com per exemple l'aproximació amb pol dominant, l'òptim lineal o el mètode d'ajust de Ziegler – Nichols entre d'altres. En el nostre cas s'ha optat per la utilització del mètode de l'òptim simètric que finalment d'ona una millor aproximació i més estable tal i com explica el senyor Krishnan en la referència [4].

$$\frac{\omega_m(j\omega)}{\omega_r^*(j\omega)} = \frac{1}{H_\omega} \left[\frac{a_0 + a_1 \cdot j\omega}{a_0 + a_1 \cdot j\omega - a_2 \cdot \omega^2 - a_3 \cdot (j\omega)^3} \right]$$

$$\frac{\omega_m(j\omega)}{\omega_r^*(j\omega)} = \frac{1}{H_\omega} \left[\frac{a_0 + a_1 \cdot j\omega}{(a_0 - a_2 \cdot \omega^2) + j(a_1 \cdot \omega - a_3 \cdot \omega^3)} \right] \quad (29)$$

Es fa el mòdul de l'equació (29):

$$\left| \frac{\omega_m(j\omega)}{\omega_r^*(j\omega)} \right| = \frac{1}{H_\omega} \sqrt{\frac{a_0^2 + a_1^2 \cdot \omega^2}{a_0^2 - 2 \cdot a_0 \cdot a_2 \cdot \omega^2 + a_2^2 \cdot \omega^4 + a_1^2 \cdot \omega^2 - 2 \cdot a_1 \cdot a_3 \cdot \omega^4 + a_3^2 \cdot \omega^6}} \quad (30)$$

S'agrupen termes a l'equació (30) i queda com el següent:

$$\left| \frac{\omega_m(j\omega)}{\omega_r^*(j\omega)} \right| = \frac{1}{H_\omega} \sqrt{\frac{a_0^2 + a_1^2 \cdot \omega^2}{a_0^2 + (a_1^2 - 2 \cdot a_0 \cdot a_2) \omega^2 + (a_2^2 - 2 \cdot a_1 \cdot a_3) \cdot \omega^4 + a_3^2 \cdot \omega^6}} \quad (31)$$

Arribats aquí, es treu una relació igualant els termes a zero:

$$(1) \quad a_1^2 = 2 \cdot a_0 \cdot a_2$$

$$(2) \quad a_2^2 = 2 \cdot a_1 \cdot a_3$$

$$(1) \longrightarrow (K_2 \cdot K_s)^2 = 2 \cdot \frac{K_s \cdot K_2}{T_s} \rightarrow K_s = \frac{2}{K_2 \cdot T_s} \stackrel{(2)}{\Rightarrow} \frac{1}{2 \cdot K_2 \cdot T_\omega} = \frac{2}{K_2 \cdot T_s}$$

$$(2) \longrightarrow 1 = 2 \cdot K_2 \cdot K_s \cdot T_s \rightarrow K_s = \frac{1}{2 \cdot K_2 \cdot T_\omega}$$

Finalment, i com en el cas del controlador de corrent, es poden obtenir les expressions finals de K_s i T_s , paràmetres del controlador de velocitat:

$$K_s = \frac{1}{2 \cdot K_2 \cdot T_\omega}$$

$$T_s = 4 \cdot T_\omega$$

A l'igual que s'ha fet amb el controlador de corrent també es farà amb el controlador de velocitat, obtenint una dinàmica que es mostra a la Figura 29. Un altre cop la consigna escollida, per tal de ser coherents amb les magnituds que es comparen en el llaç tancat, ha estat la inversa d H_ω equivalent a una entrada de 26,109 rad/s.

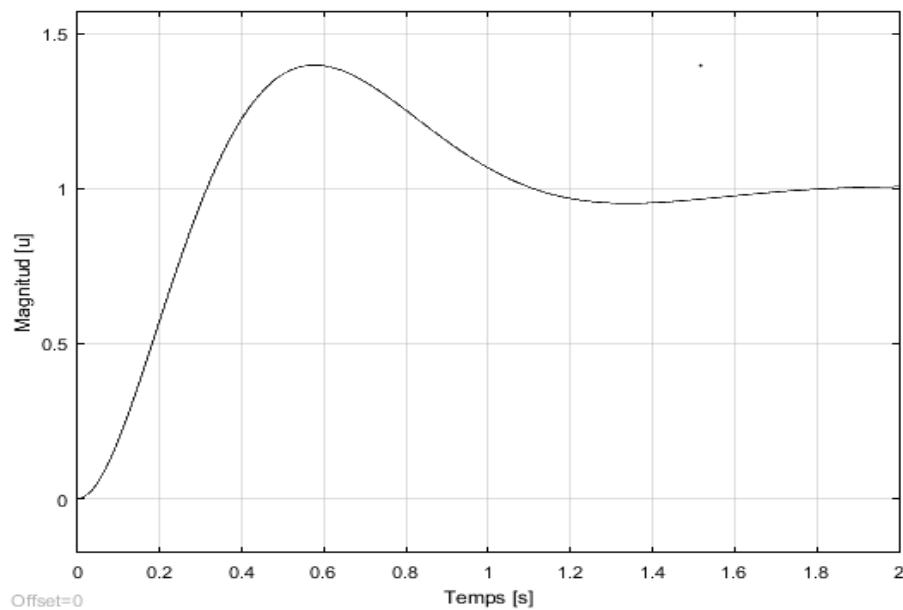


Figura 29: Resultats del controlador de velocitat per una consigna donada

Resumint els passos que s'han estat fent anteriorment, s'ha representat analíticament un motor SRM que mitjançant un anàlisi amb un model de petita senyal ha estat més fàcil treballar amb ell i poder dissenyar els dos controladors necessaris per el seu control. S'han simulat els controladors i s'ha obtingut una resposta dinàmica òptima.

Una vegada obtinguts aquest resultats, el següent pas és veure l'esquema de control del nostre motor, és el que es mostra en la Figura 30.

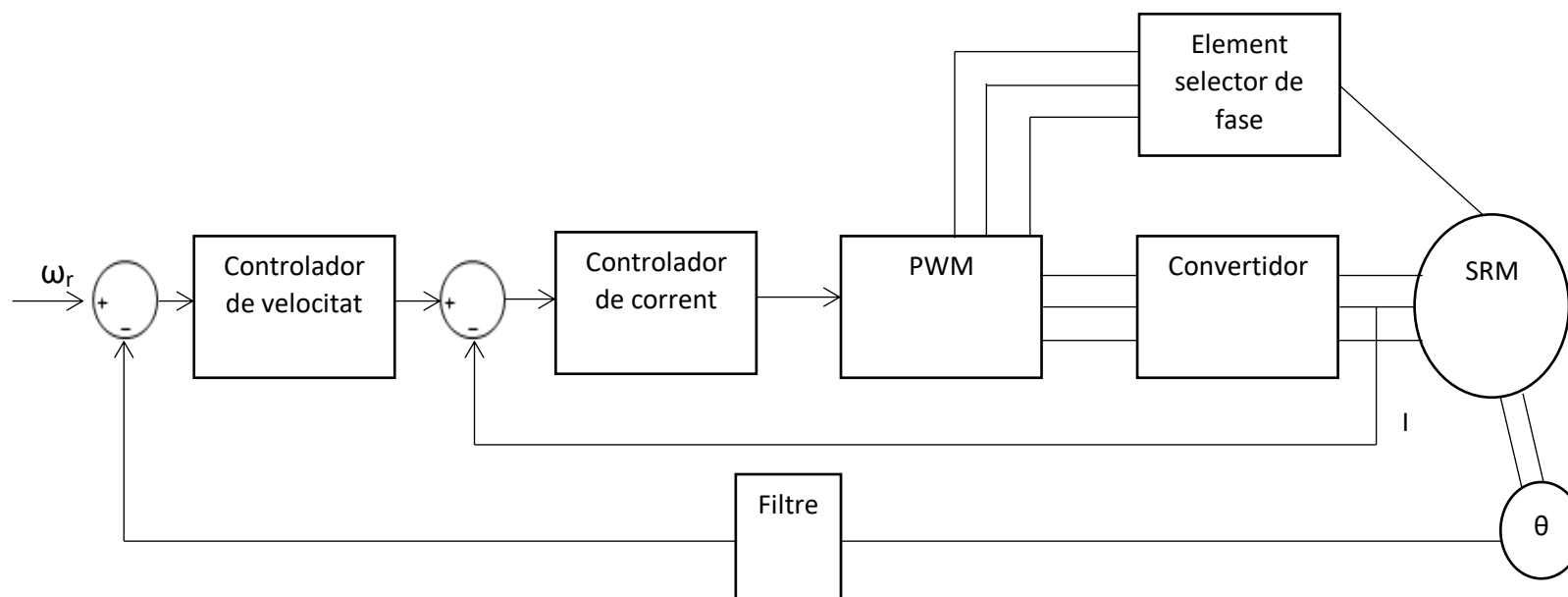


Figura 30: Esquema del sistema que es vol dissenyar

5.3. Motor SRM de Matlab/Simulink

A causa que no es disposa d'un model real per a la simulació dels controladors dissenyats, s'utilitzarà un model de motor SRM proporcionat en el programari de Matlab/Simulink.

Aquest ens ofereix un model de motor de Reluctància Commutada habilitat per realitzar simulacions en el cas de no disposar d'un model físic. En aquest model, és possible canviar paràmetres com la inèrcia del motor, el coeficient de fricció i la intensitat màxima que es permet en els debanats, les inductàncies màximes i mínimes així com el flux màxim etc, tal i com veiem en la Figura 31.

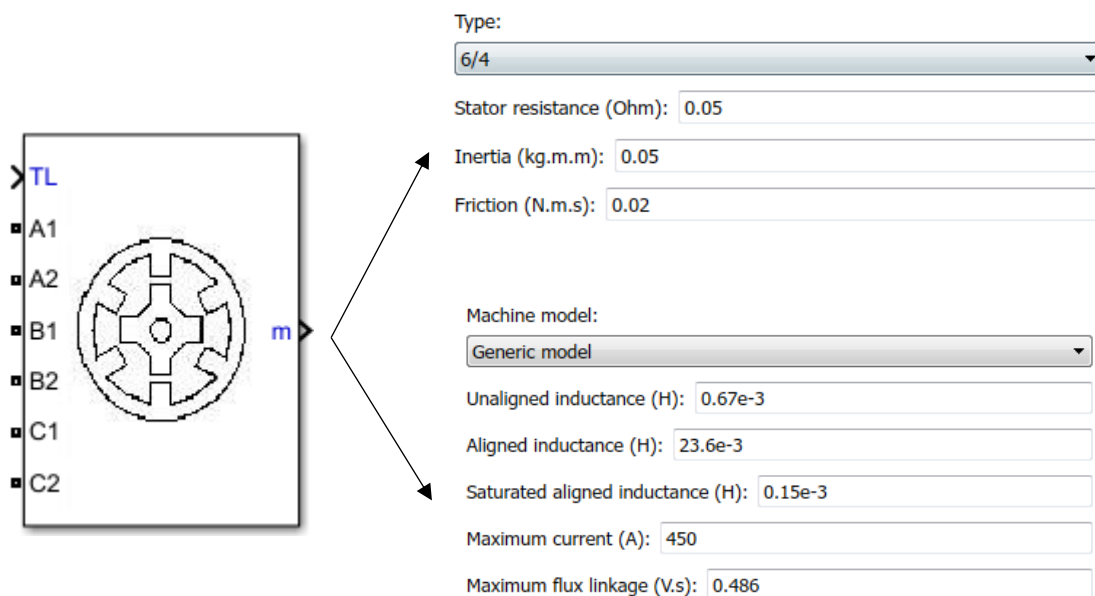


Figura 31: Motor SRM i opcions

Evidentment aquest model incorpora les mateixes equacions diferencials trobades anteriorment en els apartats 3.1, 3.1 i 3.2, per tant, tot el que s'ha estudiat i aconseguit linealitzant el problema tindrà una igual validesa quan sigui incorporat a aquest nou model.

5.4. Model proposat Matlab/Simulink

El model de Matlab/Simulink proposa la incorporació d'un convertidor conformat per una sèrie de transistors IGBT's que regulen l'entrada de voltatge a les bobines del motor i el modulador que separa el corrent controlat entre les 3 fases. El que es pretén fer en el nostre cas és imitar el model representat en la Figura 30 incorporant el motor SRM i acoblant els controladors de corrent i velocitat dissenyats prèviament.

El model proposat en el programa és el representat en la Figura 32.

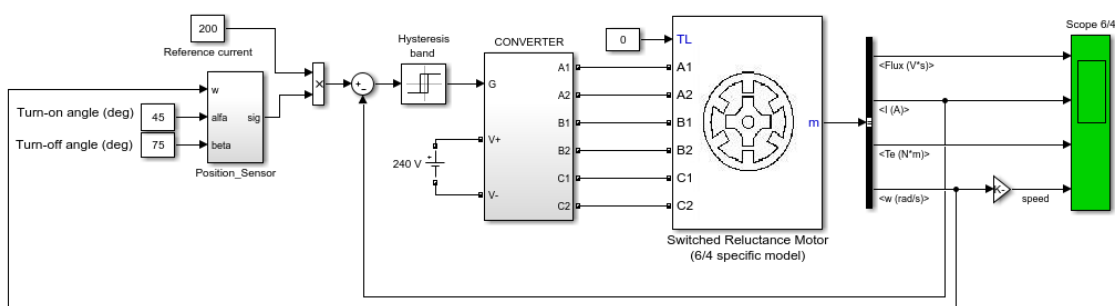


Figura 32: Model Matlab/Simulink del SRM

El model dóna una solució de control basada en una consigna inicial d'intensitat constant en el temps que posteriorment és dividida mitjançant un selector de fase segons a la qual ha d'anar i tractada per un controlador d'histèresi. Veurem en apartats posteriors que aquesta consigna constant d'intensitat és incapaç de controlar el corrent donat que la histèresi és l'únic controlador que hi ha i controla el parell.

En aquest model clarament es poden distingir 4 elements: El bloc del motor SRM, el convertidor, el controlador d'histèresi i el selector de fase, també utilitzats en el nostre model final.

El bloc del motor SRM ja s'ha introduït a l'apartat anterior mentre que els altres elements s'introduiran d'ara endavant. Per fer una petita introducció dels altres, es veu que s'utilitza un

selector de fase on els inputs són la velocitat del rotor i els angles d'obertura i tancament per a l'activació de cada fase que farà que s'apliqui la tensió tractada en cada fase correctament, al convertidor de cada fase que toqui. També es veu el convertidor de potència que alimentarà les bobines del motor segons la seqüència de polsos que rebi del controlador i per últim està el controlador d'histèresi que regula l'error de corrent mitjançant unes bandes de control i a la vegada crea els polsos per controlar l'obertura i tancament dels transistors del convertidor.

En els següents apartats i mentre es van explicant els elements, s'explicarà què eliminem i què necessitem introduir per tal d'obtenir l'esquema de la Figura 30 anteriorment dibuixat.

5.5. Generador de senyal commutada

En el model de Matlab/Simulink s'inclou aquest element, necessari per tal de poder dotar al sistema d'alguna manera de separar els debanats que entren en joc segons la posició del rotor enfront l'estator. Segons la informació proporcionada en la llibreria de Matlab/Simulink, els angles d'obertura i tancament es regeixen pel següent esquema, representat en la Figura 33 que hauran d'estar entre valors de 45° i 90° .

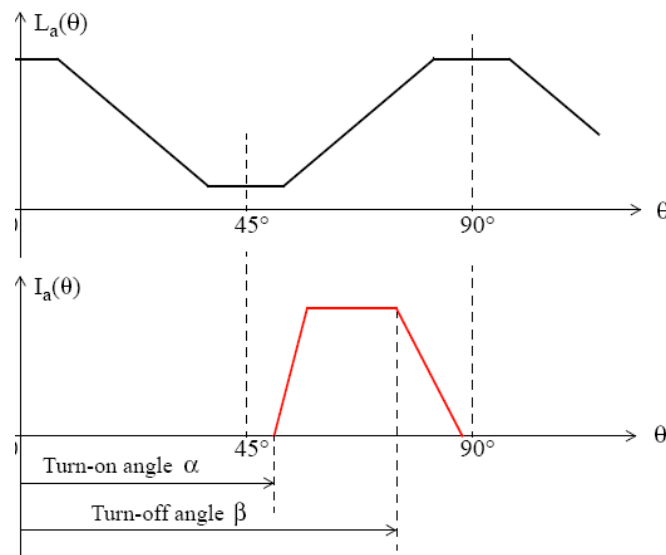


Figura 33: Especificacions dels angles en el selector de fase

Aquest mateix bloc, representat en la Figura 34, recull la velocitat en rad/s, la converteix en revolucions per segon i, mitjançant un integrador discret, obté la posició i modula la senyal fins a 90° , és a dir, com la inductància fa parell positiu de 45° a 90° cada cop que la posició del rotor en aquella fase arriba a 90° , commuta a l'altre fase amb un mateix rang de posició. Llavors la posició modulada per a una fase només s'activarà en aquella fase per uns angles que estiguin entre els desitjats que s'han agut d'introduir en els inputs del bloc.

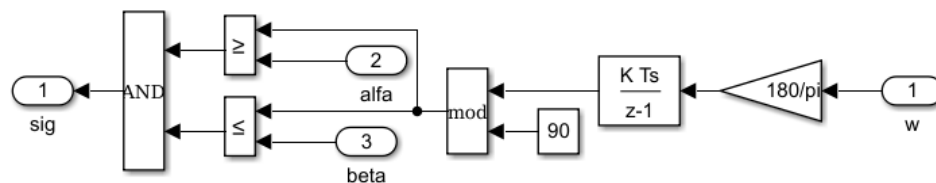


Figura 34: Cos del selector de fase

Aquest element rep un senyal d'una dimensió i en retorna un senyal de 3 dimensions, que en el nostre cas correspon a les tres fases que té el nostre motor SRM 6/4, si fos un motor 8/6 en retornaria 4 de dimensions, corresponents a les seves fases.

Aquests angles d'obertura poden arribar a ser calculats mitjançant un anàlisi més a fons del motor però donat que no han estat objecte d'estudi en aquest treball s'ha optat per utilitzar els valors per defecte que proporcionava el model tot i que s'ha donat llibertat, tot mantenint el rang d'obertura, de poder moure's per l'interval entre 45° i 90° per si de cas s'obtenen millors resultats, un mètode purament empíric i de tanteig.

5.6. Implementació del controlador de corrent.

Donat que es vol implementar un controlador de corrent a partir del disseny obtingut del model linealitzat del motor, s'ha de substituir l'actual control d'histèresi que hi figura en el model proposat per un controlador de corrent PI i l'anterior PWM. D'aquesta manera el controlador d'histèresi que actuava com a regulador i generador d'impulsos quedaria totalment suplert i més entenedor que no pas treballar amb la histèresi que té una major complexitat, a més, al linealitzar el problema no s'ha tingut en compte cap histèresi.

Primer de tot, se sap que el bloc PI del controlador de corrent es un bloc que només accepta valors en una dimensió, per tal s'haurà de ser coherent en els diversos casos exposats:

- S'haurà d'intentar canviar de zona l'actual generador de senyal commutada ja que com s'ha dit anteriorment, retorna un vector de 3 dimensions, mentre que el PI només accepta valors d'una dimensió.
- El senyal binari produït fruit de la comparació de l'error processat en el PI del corrent i el senyal triangular simètric haurà de ser dirigit correctament a les portes del transistor que li pertoqui per evitar incongruències.
- A la sortida del controlador PI caldrà posar, un bloc de saturació que impedeixi que els pics de voltatge superiors al voltatge màxim del convertidor interfereixin. Encara que s'ha de tenir en compte que si satura massa temps potser s'ha d'acabar traient o implementant alguna solució.

El controlador de corrent implementat al Matlab es mostra a la Figura 35.

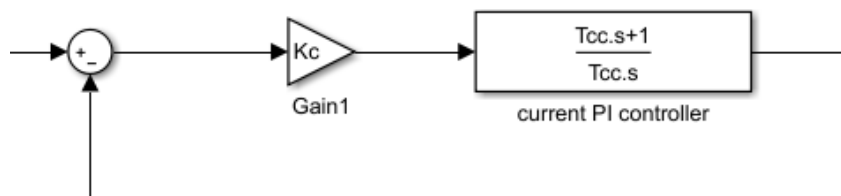


Figura 35: Implementació del controlador de corrent

S'ha de comentar que el corrent de sortida té tres dimensions perquè representen els tres corrents que hi circulen per a cada fase. Per tal de poder comparar aquest corrent amb el corrent que surt del controlador PI de velocitat, s'ha optat per utilitzar el bloc sumatori representat en la Figura 36ja que a cada fase només actua un corrent, la suma total serà una unificació de tots els senyals de la mateixa forma que per separat però convertits a una dimensió de tal manera que ara sí que es puguin comparar amb el senyal de consigna. Un cop fet, l'error resultant ja es podrà controlar amb el PI de corrent i posteriorment quedarà separat per a cada fase gràcies a l'acció del selector de fase.

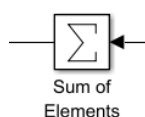


Figura 36: Bloc sumatori de Matlab/Simulink

5.7. Implementació del controlador de velocitat.

En el model general proporcionat pel programa Matlab/Simulink, no existia cap control en la velocitat sinó que només s'imposava un corrent consigna que havia de ser constant tota l'estona i, que com posteriorment comentarem, acaba donant problemes en el control de velocitat bàsicament perquè no la controla. En el nostre cas, s'ha optat per la incorporació del controlador de velocitat la sortida del qual genera el corrent necessari. Una vegada obtingut el corrent que demana aquella velocitat es pot procedir amb la seva comparació amb el corrent de sortida i el correcte processament de l'error.

Segons la Figura 37 és com el controlador de velocitat queda implementat la consigna del qual és un esglaó on se li demana la velocitat final que es vol obtenir. Aquesta consigna es compara amb la velocitat de sortida del motor que es tractada per mitjà d'un sensor de posició representat en la Figura 38, el qual s'ha introduït en forma de retard per temes purament de càlcul per tal de calcular els paràmetres del controlador de velocitat.

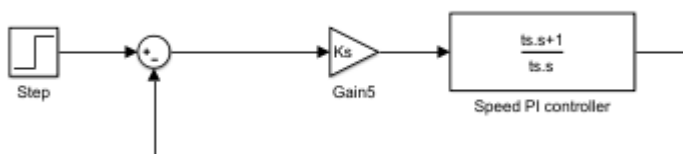


Figura 37: Implementació del controlador de velocitat

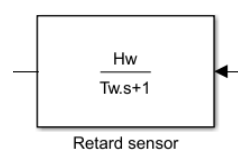


Figura 38: Sensor

5.8. Càlcul de la inductància.

En el nostre cas on s'ha utilitzat un model de petita senyal és important tenir ben definit el perfil d'inductàncies ideal que, com ja s'ha presentat en l'apartat 2.1.4, té una forma més bé trapezoïdal.

Donat que s'utilitza un model de Matlab/Simulink, el motor SRM proporcionat ja té uns valors introduïts de les corbes magnètiques en funció tant del flux com de la intensitat, representades en la Figura 39, que segurament hagin estat introduïdes per mitjà d'algun model real el qual es va provar per l'ocasió. Com a resultat, el motor té guardades les dades numèriques d'aquestes corbes que es poden extreure per tal de poder consultar el valor de la inductància mínima i màxima que necessitem i el pendent $\frac{dL}{d\theta}$ que tant es necessita per poder trobar els valors dels paràmetres dels controladors PI dissenyats.

Es pot distingir clarament en aquesta Figura 39, la zona lineal i la zona de saturació i més o menys es pot dir que estan dividides a partir d'un valor d'intensitat de 30 A. Per això, per els càlculs, i com detallarem més endavant, s'ha utilitzat un corrent menor a als 30 A corresponent a la zona lineal. També cal esmenar que la corba més inferior correspon a la posició alineada a 0° i la corba més superior correspon a la posició no alineada a 45°.

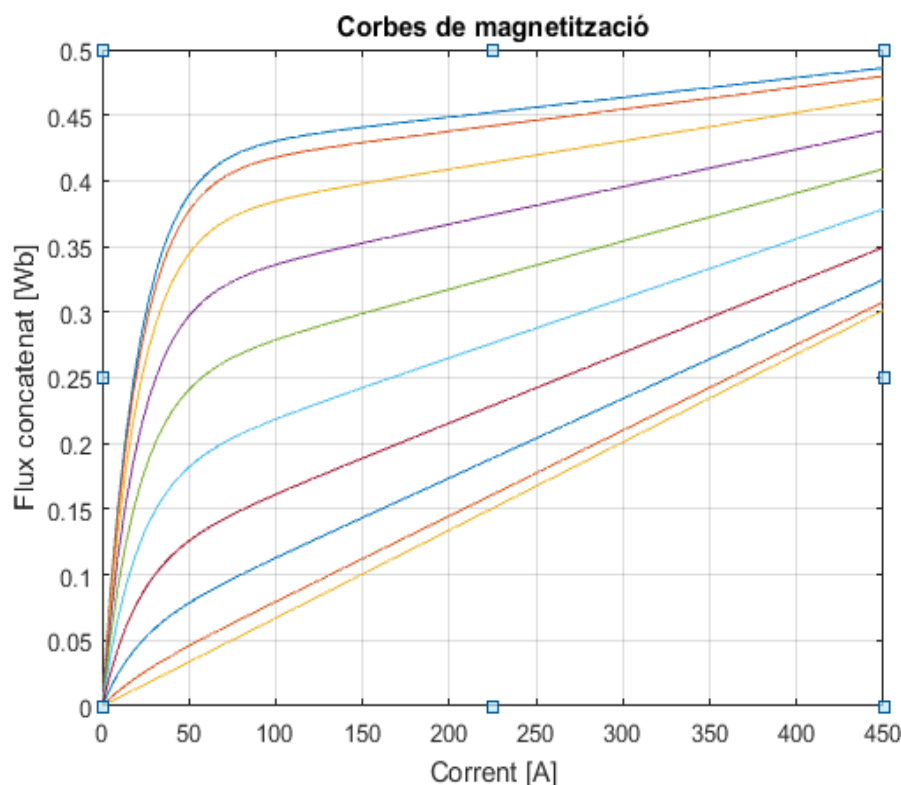


Figura 39: Corbes de magnetització del model simulat

Si es consulta les dades que proporcionen es poden obtenir les corbes de flux i el conseqüent perfil d'inductàncies com es representa en la Figura 40.

Les dades s'han dividit en fluxos concrets i s'han tractat i dibuixat a part a part de fitxers .mat que s'han creat. A la Figura 40 es poden veure els perfils utilitzats de corrent respecte la posició del rotor agafant el centre del debanat d'una fase com a referència i el perfil d'inductàncies obtingut per la relació $\phi(\theta, i) = L(\theta, i) \cdot i$. Per a la generació de les corbes, s'ha decidit triar els valors de 0.1 - 0.5 V·s amb un pas de 0.1 V·s com a valors representatius. Qualsevol altre valor mig, si s'arribés a necessitar, es podria obtenir interpolant.

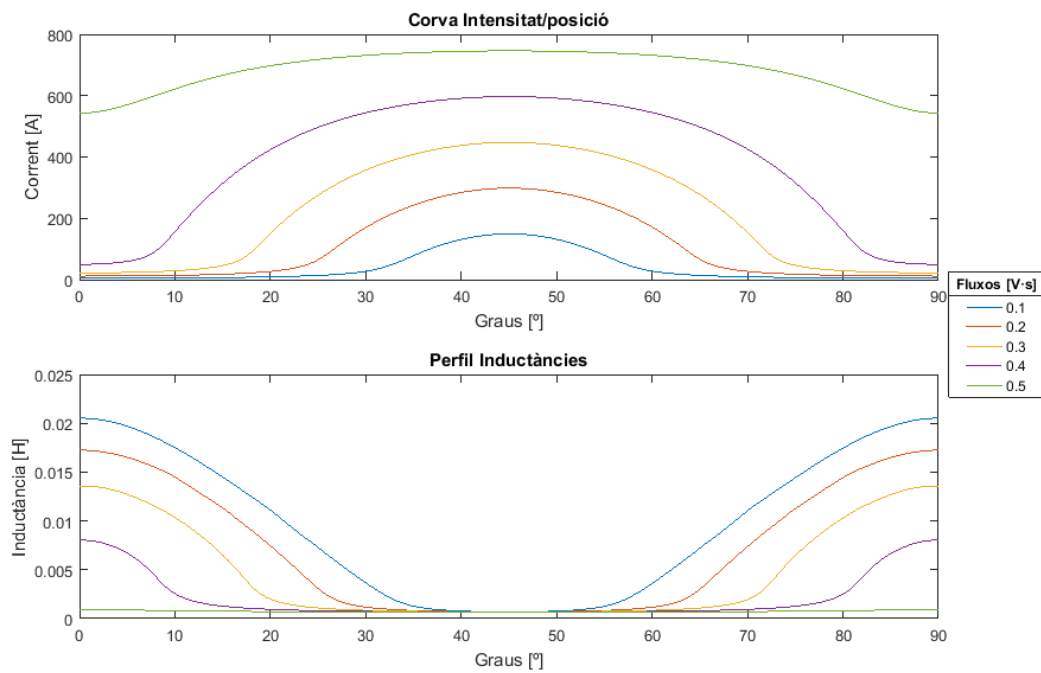


Figura 40: Flux i inductàncies variables respecte el corrent i la posició

Es pot veure que el valor mínim d'inductància correspon al valor màxim de flux i viceversa. Si es posa el perfil d'inductàncies d'una forma a la que s'està més acostumada, s'obté un perfil com el que es veu en la Figura 41 que té una major similitud a la corba trapezoïdal ideal comentada anteriorment.

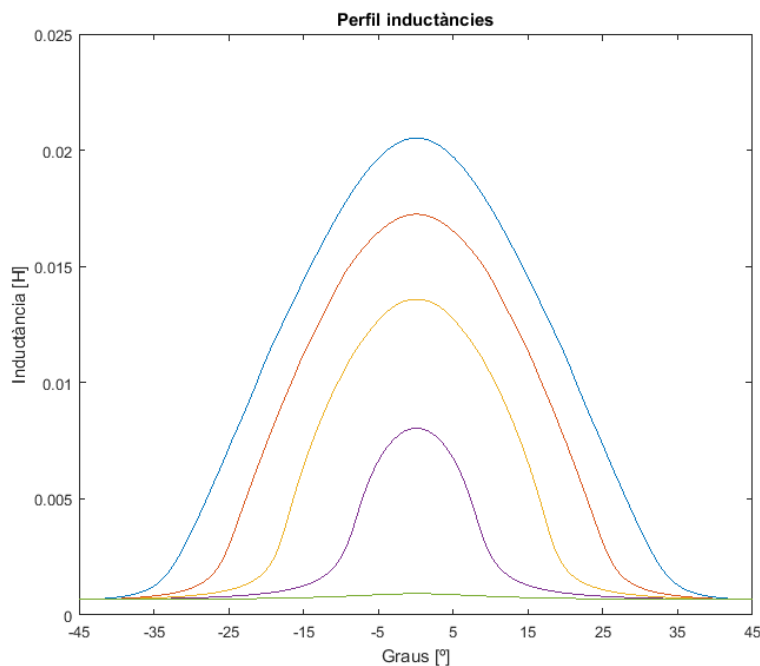


Figura 41: Perfil d'inductància del motor simulat

Per tant, amb aquest perfil d'inductància es pot calcular els valors de la inductància L i del pendent de la inductància respecte la posició del rotor que utilitzarem en la linealització que s'ha fet en el model de petita senyal per tal de calcular els paràmetres dels controladors. Per al càlcul s'agafa la corba del flux de $0.2 \text{ V}\cdot\text{s}$ que és el valor mitjà que per l'experiència amb altres simulació s'ha obtingut més o menys. Tot i que no fos el valor exacte, si que ronda aquest valor, i calculant també els valors en les corbes de $0.1 \text{ V}\cdot\text{s}$ i de $0.3 \text{ V}\cdot\text{s}$ els resultats no difereixen en gran quantitat per tant es una aproximació acceptable.

$$L_{\min} = 0.67 \text{ mH}$$

$$L_{\max} = 20.53 \text{ mH}$$

$$L = \frac{L_{\min} + L_{\max}}{2} = 10.6 \text{ mH}$$

$$\frac{dL}{d\theta} = 234 \frac{\text{mH}}{\text{rad}}$$

Tal i com diu a [4], la inductància s'assumirà constant i calculada a partir de la mitja entre la inductància mínima i màxima en el flux d'execució per la simplificació del model linealitzat i la derivada del pendent respecte la posició també s'assumeix constant i calculada entre els angles de conducció al flux d'execució. Aquesta derivada no canvia molt si es mira tot el rang d'operació del motor, per tant és el valor que utilitzarem en el nostre cas ja que es calcula a partir dels angles entre els quals el corrent es deixa passar i donat que no ha estat objecte d'estudi en el treball calcular aquest angles, s'assumeix aquest valor que a més diuen que no canvia massa en tot el rang d'operació.

6. Resultats

6.1. Proves i simulacions determinades

Primer de tot, comentar que en les simulacions que s'han realitzat anteriorment per tal de comprovar el funcionament dels dos controladors han estat realitzades amb uns valors diferents d'inductàncies, pendents, inèrcies, friccions... però que no treu que hagi servit a l'hora d'estudiar la dinàmica del nostre sistema. Per a posteriors simulacions amb dades diferents d'un altre motor, només caldrà canviar les dades antigues per unes de noves, si cal fer algunes altres suposicions depenent del sistema que s'estudiï, i calcular i utilitzar els valors de les constants del PI resultants.

6.1.1. Observacions de resultats del model Matlab/Simulink

Com ja s'ha esmentat a l'apartat 5.3, el disseny proposat pel programa amb una consigna constant d'intensitat, no controla la velocitat ja que la velocitat de sortida del motor no és comparada amb cap valor d'entrada, això ho veiem en la Figura 42.

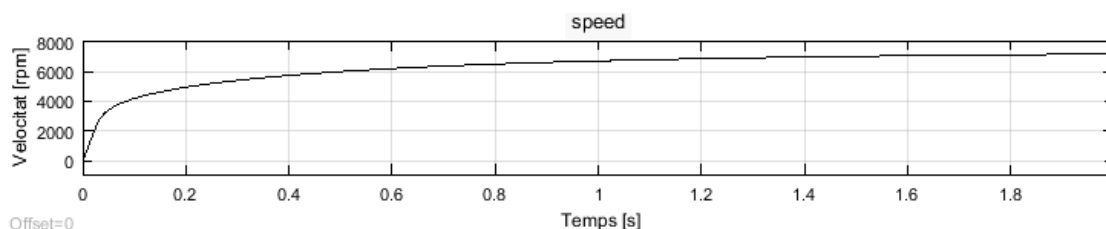


Figura 42: Velocitat per a consigna de 200A

Com s'observa el motor arriba fins a una velocitat d'unes 7000 rpm però que no ha estat prevista. Si provem amb una altre consigna d'intensitat, com per exemple 50A i els representem en la Figura 43.

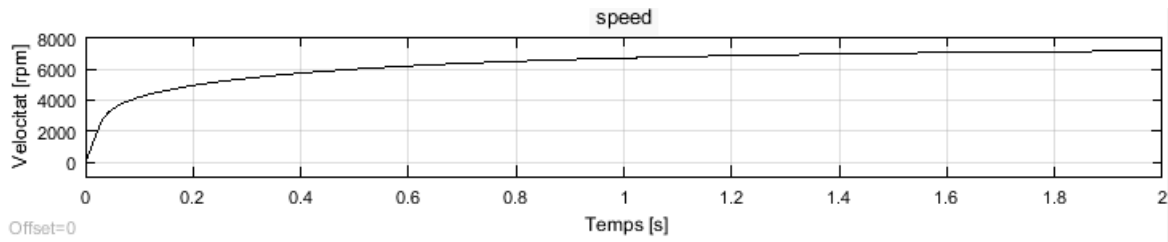


Figura 43: Velocitat per a la consigna de 50A

Observem que la velocitat és la mateixa tot canviant la consigna d'intensitat. Per tant, podem veure, tot i que la intensitat sí que es controla, la velocitat no es controla i que s'ha d'implementar uns controladors determinats per a poder fer-ho. En el següent apartat es mostraran els resultats del control de velocitat creat.

6.1.2. Observacions dels resultats del model SRM propi

Mitjançant la unió de tot lo explicat anteriorment es pot construir finalment el model que s'utilitzarà per a les simulacions, aquest està representat en la Figura 44. En aquest capítol es durà a terme una sèrie de simulacions de caràcter comparatori i analític per tal de veure si són resultats coherents o, en el cas de no ser-ho, explicar la raó de tal.

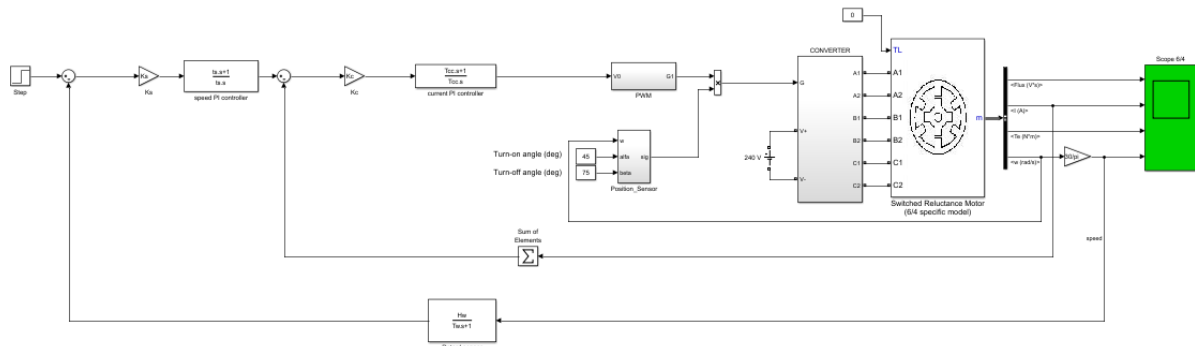


Figura 44: Model final proposat

Primer de tot, es calcularan tots els paràmetres utilitzant les dades de la Taula 5: Dades utilitzades per a les simulacions d'un hipotètic motor SRM. Per exemple, el del model de Matlab/Simulink.

Dades			
Nom	Símbol	Unitats	Valor
Corrent d'estudi	i_o	A	20*
Voltatge del convertidor	V	V	400
Velocitat	ω_m	rpm	3000
Freqüència PWM	f	Hz	10000
Resistència de fase	R_s	Ω	0,05
Inèrcia	J	Kg/m^2	0,05
Coeficient de fricció	B	$\text{N}\cdot\text{m/rad}\cdot\text{s}$	0,02
Corrent màxim	I_{\max}	A	450
Inductància màxima	L_{\max}	H	0,00067
Inductància mínima	L_{\min}	H	0,023
Pendent perfil d'inductància	dL	H/rad	0,234
Potència	P	W	64000
Coeficient d'esmoreïment	e	-	0,707
Freqüència natural	f_n	Hz	1600

Taula 5: Dades utilitzades per a les simulacions

*Segons la Figura 41, la zona d'inductància constant fixa una intensitat d'uns 20 A per al flux de 0.2 V·s escollit.

A continuació es dividiran els resultats segons la velocitat de consigna imposada i es calcularan els paràmetres dels controladors PI tot utilitzant les fórmules deduïdes.

També en aquest capítol s'explicarà les simplificacions que s'han agut de fer i les simplicitats per tal d'obtenir resultats concloents.

Respecte el model teòric considerat per calcular els paràmetres dels controladors, en aquest model s'han considerat una sèrie de simplificacions:

- La constant K_r representada com el guany del convertidor i calculada com a $K_r = \frac{V_{dc}}{V_{cm}}$, se suposarà 1 ja que estava calculada segons una configuració amb control d'histèresi representat pel voltatge V_{cm} i a la vegada perquè a la sortida del nostre PI surt directament el voltatge demanat per les bobines.

- El transductor de corrent H_c calculat com $H_c = \frac{V_{cm}}{i_{max}}$, es considerarà unitari degut a la mateixa raó de la constant K_r .
- La constant H_w , que representava el guany de velocitat de llaç tancat, també es considerarà unitària pel fet que volem comparar la velocitat de sortida amb una consigna real no modificada la qual volem obtenir com a valor final.
- La constant T_{cc} es considerarà sempre 0,4 un valor que ha donat bons resultats en totes les proves i és el valor calculat i considerat en el model teòric. No obstant, la constant T_ω , que ha de ser com a mínim 10 vegades més petita que la unitat com ja s'ha comentat en apartats anteriors, es farà 100 vegades menor ja que d'altre manera introduïa uns retards que impossibilitaven el correcte funcionament del controlador de velocitat i d'aquesta manera els resultats són bons.

Una vegada comentat tot l'anterior, es pot començar amb les proves. Degut a les dades d'aquest motor i experimentalment s'ha obtingut que un bon òptim rang de velocitats a les quals el motor opera amb normalitat és entre [1000-6000] rpm. Si observem i comparem amb un motor semblant com el síncron amb 2 parells de pols i connectat a una xarxa de 50 Hz, obtenim una velocitat de 1500 rpm, veiem que es una velocitat inferior amb la que nosaltres podem operar amb el nostre SRM.

Per a les simulacions s'ha tingut en compte un temps de simulació de 2 segons. I el codi de colors següent:

Fase A 

Fase B 

Fase C 

Es considerarà zona estacionària aquella la qual hagi arribat a $4 \cdot \tau$, és a dir, s'hagi arribat al 98% del valor final.

6.1.2.1. Velocitat de 1000 rpm

Si es calculen els paràmetres dels controladors s'obtenen els valors representats en la Taula 6. Tot seguit, si s'aplica una consigna de 1000 rpm es veu a la Figura 45 una resposta de la mateixa dinàmica de la obtinguda amb el disseny del controlador de velocitat, cosa que estava prevista.

Velocitat: 1000 rpm	
Paràmetre	Valor
K_c	126.12
T_{cc}	0.00011778
K_s	0.0534
T_s	0.4

Taula 6: Valors dels controladors a 1000 rpm

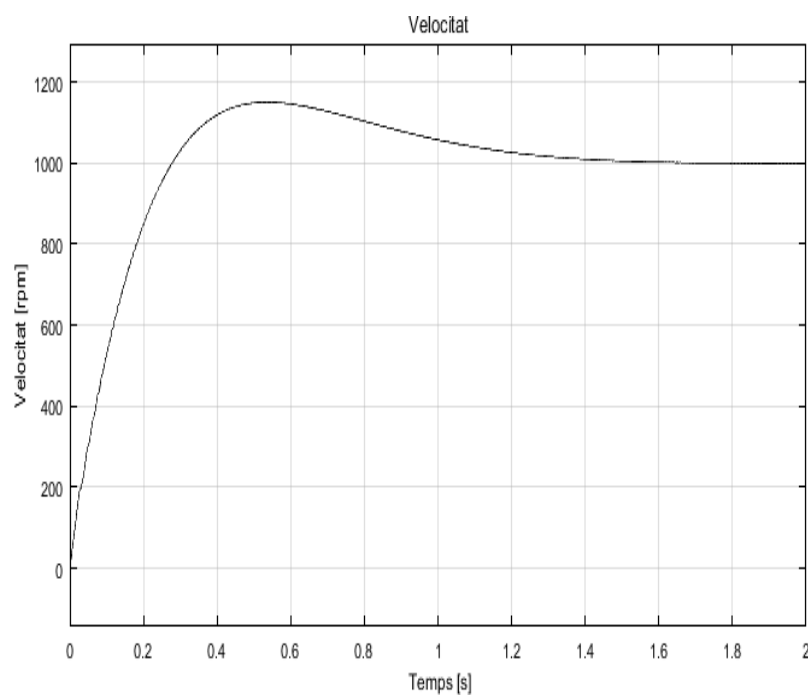


Figura 45: Gràfica de velocitat amb consigna 1000 rpm

Tant en la Figura 46 com en la Figura 47 es veu que existeix gran quantitat de soroll, agreujat també per la velocitat reduïda que fa que la superposició de flux en les fases sigui més llarga. Aquests resultats són de la zona estacionària i de moment no es veu una resposta de la intensitat molt semblant als resultats obtinguts en el disseny del controlador de corrent

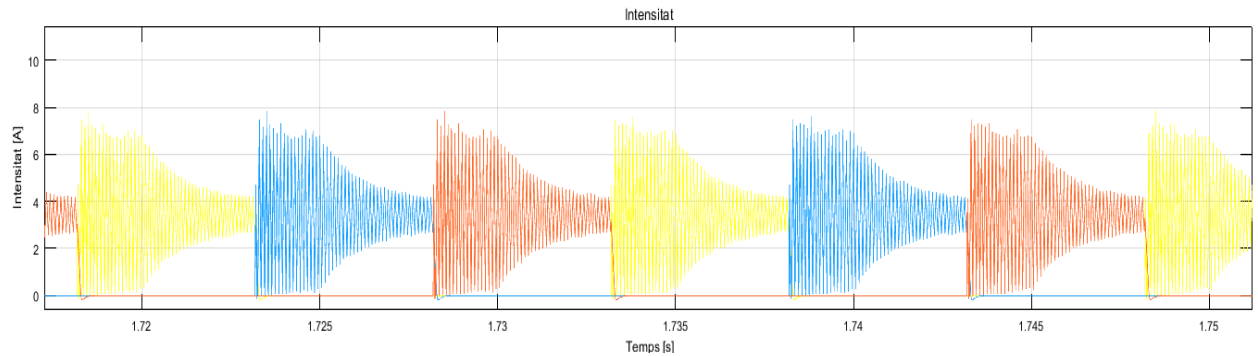


Figura 46: Gràfica intensitat per consigna de 1000 rpm

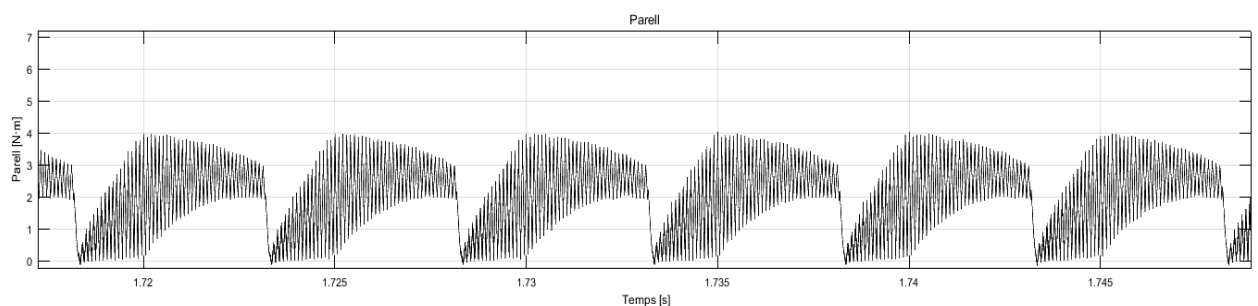


Figura 47: Gràfica parell per consigna de 1000 rpm

6.1.2.2. Velocitat de 5000 rpm

Els valors dels paràmetres estan representats en la Taula 7.

Velocitat: 5000 rpm	
Paràmetre	Valor
K_c	28.1035
T_{cc}	0.00002624
K_s	0.0534
T_s	0.4

Taula 7: Valors dels controladors a 5000 rpm

La resposta a la consigna de velocitat és correcte en quan a resposta dinàmica com es veu a la Figura 48.

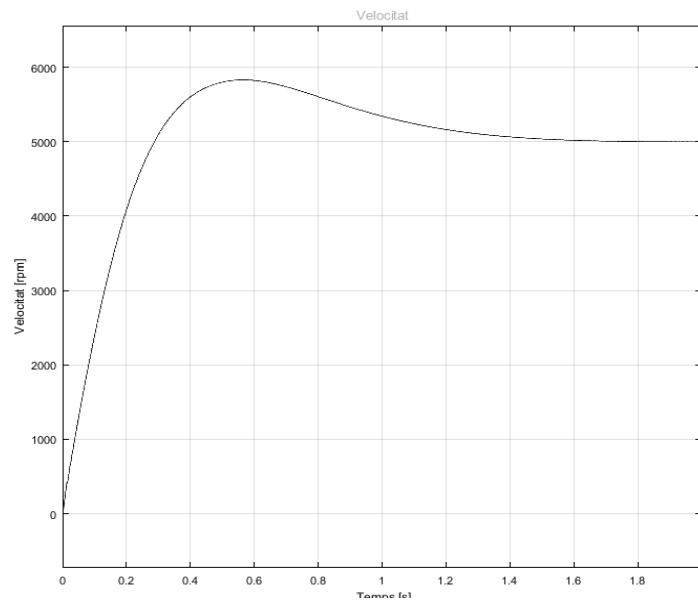


Figura 48: Gràfica velocitat per consigna de 5000 rpm

A diferència de l'apartat 6.1.2.1, en aquest cas la intensitat sí que obté una resposta dinàmica, tot i que amb força soroll, semblant a la obtinguda en el disseny del controlador de corrent a l'apartat 5.1.

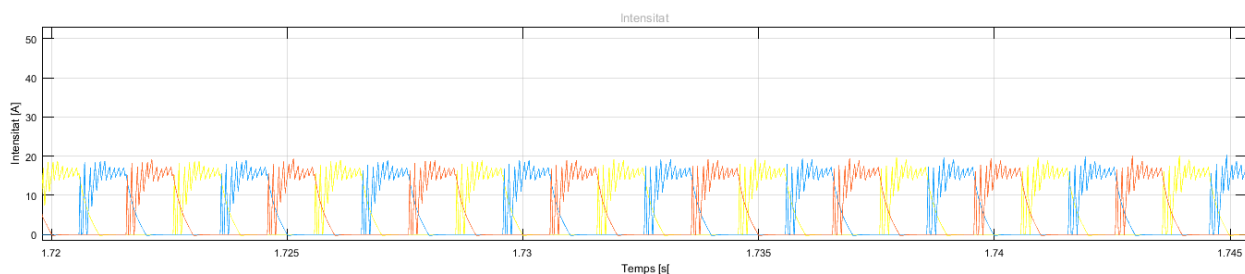


Figura 49: Gràfica de corrent per a consigna de 5000 rpm

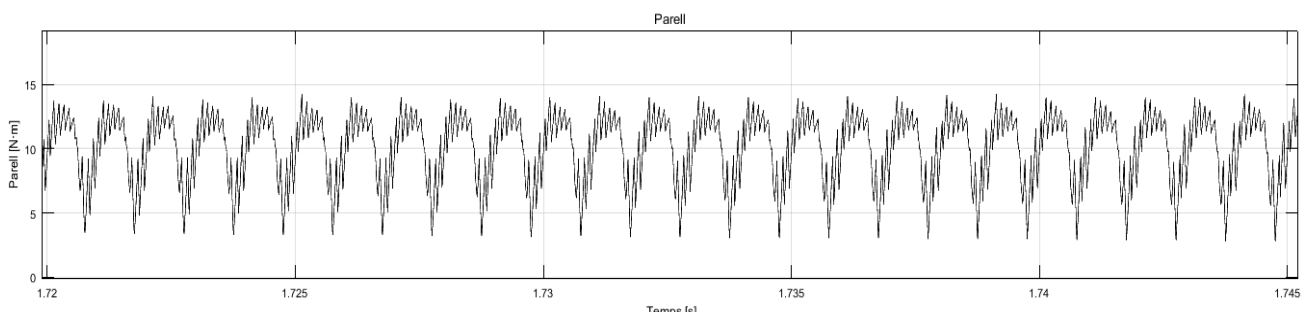


Figura 50: Gràfica de parell per a consigna de 5000 rpm

En la Figura 49 podem observar, en regim estacionari, la commutació de cada fase i també la quantitat de soroll que apareix, no és una corba suau sinó que té molts pics

En la Figura 50 també observem un parell bastant sorollós degut a la naturalesa polsant del motor.

6.1.2.3. Velocitat de 9000 rpm

Com sempre els resultats dels paràmetres estan escrits en la Taula 8.

Velocitat: 9000 rpm	
Paràmetre	Valor
K_c	-69.9142
T_{cc}	-0.0000653
K_s	0.0534
T_s	0.4

Taula 8: Valors dels controladors a 9000 rpm

Aquí ja es pot comprovar que els valors son una mica estranys, al menys per la part del controlador de corrent, i farà que els resultats siguin diferents i no fiables.

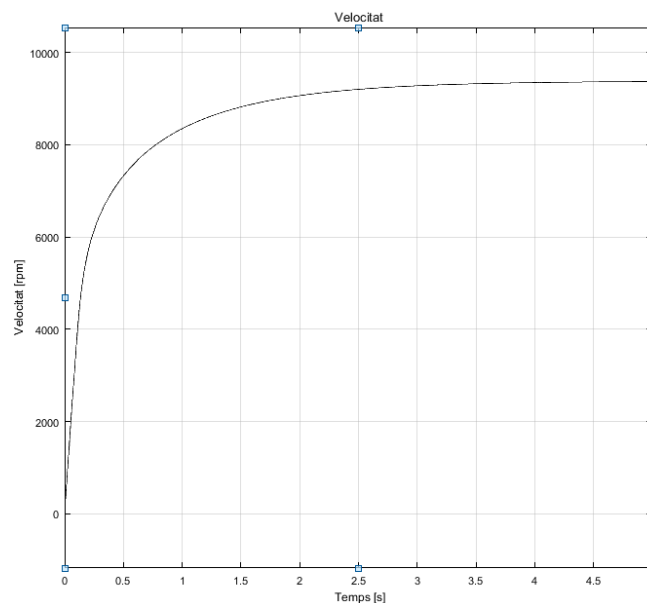


Figura 51: Gràfica de la velocitat a consigna de 9000 rpm

A la Figura 51: Gràfica de la velocitat a consigna de 9000 rpm, es veu que hem d'augmentar el temps per aconseguir arribar al valor final encara que ni tan sols controla, ja que es passa y no torna a baixar fins que en un moment al voltant dels 6 segons el motor es desconnecta i la velocitat baixa fins que repetint el procés va arribant a la velocitat de consigna. No s'ha reproduït les simulacions per la quantitat de temps que trigava a fer mes de 5 segons (Més de 15 minuts).

Si es miren els valors en el processament de l'error després del PI de corrent, els valors surten descontrolats, per tant no es pot dir que s'estigui aconseguint un control fiable.

Analitzant els casos anteriors i amb les dades del problema, com s'ha dit anteriorment, s'ha arribat a la conclusió que aquest tipus de disseny amb les dades proposades només es pot assegurar el control amb els nostres PI entre velocitats de 1000 rpm y 6000 rpm i, a més, que quan més alta és la velocitat millor resposta dinàmica i menys soroll s'obté.

7. Conclusions

Aquest projecte ha estat en la seva gran majoria robust amb els objectius definits al principi d'aquest treball. Això és una cosa positiva que confirma la correcte realització del projecte així com la bona solució als problemes presentats. A continuació es trauran una sèrie de conclusions i es numeraran les diferents tasques aconseguides.

Un cop estudiat aquest motor, es veu que és un motor amb un difícil control i que requereix d'un bon disseny de la part del controlador de velocitat i del convertidor prou bona per obtenir els resultats desitjats. S'ha de ser molt curosos amb els angles utilitzats i han de tenir un cert valor.

Obtinguts tots els resultats de la simulació per a diferents casos de velocitat es pot dir que s'ha experimentat un factor esperat en les respostes del sistema. Els resultats han donat oscil·lants i això ens fa dir ràpidament que aquest és un motor que provoca bastant de soroll fruit de la commutació entre fases. Podria ser utilitzats per a fàbriques o zones on el soroll no sigui la principal variable de disseny i en zones que es desitgi obtenir igualment una precisa resposta de velocitat com en un vehicle per exemple.

Per últim, comentar que un dels objectius finals del projecte que consistia en traslladar els resultats de la simulació en casos reals no ha estat possible per motius de material però que pot ser una bona continuació del treball, com es comentarà.

Per acabar l'autor d'aquest projecte pot dir orgullosament que ha aconseguit el principal objectiu que es va proposar i que gràcies a aquest treball ha pogut consolidar, ampliar i millorar coneixements. A la vegada, ha obtingut habilitats en la confecció de grans treballs que li seran molt útils per futurs projectes.

7.1. Tasques fetes

- S'ha pogut fer un anàlisi del que els motors de reluctància commutada representen per a la societat actual i s'ha estudiat el seu potencial com a possibles solucions a

problemes que la revolució tecnològica necessita, com per exemple la seva utilització en futurs vehicles elèctrics.

- S'ha aconseguit estudiar el model del motor de reluctància commutada i s'ha entès el seu funcionament, les seves carències, particularitats i millores.
- Amb l'ajut de diverses fonts s'ha aconseguit treballar amb un model matemàtic prou assequible que ha ajudat a poder dissenyar la part de control, un dels principals objectius del projecte. Tot seguit, amb una gran eina com és el software de simulació Matlab/Simulink, s'ha implementat un sistema que modelitzava el control del motor SRM i s'ha pogut simular satisfactòriament tot obtenint, per a diferents casos i situacions, resultats coherents que reforcen i consoliden el mètode seguit.
- S'ha explicat d'una manera clara tots els elements introduïts en el model perquè no hi hagi cap dubte de l'acció que fan individualment i que faci que es pugui seguir el seu desenvolupament sense cap dificultat.

7.2. Línies obertes d'estudi

Aquest treball ha seguit unes línies de treball concretes com són la modelització i el disseny i anàlisi dels controladors d'un motor SRM. Dins d'aquest camí, es pot seguir àmpliament amb la seva continuïtat:

- Estudiar el dimensionament d'un motor SRM 6/4 per tal de poder construir o bé un model de motor real o bé un model simulat amb FEM (*Finite Element Method*).
- Utilitzar els controladors reals i comprovar que controlen el motor tal i com ha estat possible en les simulacions.
- Reduir tots els aspectes de soroll i aprofundir en l'anàlisi de reducció de soroll en el model real fabricat.

Tots aquests punts són les continuacions justament posteriors d'aquest treball que es podrien desenvolupar amb l'ajuda proporcionada en aquest, tant d'explicacions dels components utilitzats com de les simulacions proposades.

8. Impacte mediambiental

El medi ambient és un tema que sempre s'ha de tenir en compte en un projecte d'enginyeria, això és així perquè sempre ha estat un dels reptes que en deriven de totes les innovacions tecnològiques fruit de l'enginyeria i també per la consciència que aquesta escola ha creat sobre els seus alumnes en aquest aspecte des del principi i en qualsevol treball realitzat.

A més cal dir que vivim en un món que ha estat creat utilitzant els recursos que dona la terra com a base de totes les necessitats vitals, tecnològiques etc i que han estat dirigides a un desequilibri que cal tornar a gestionar. Aquest equilibri només es tornarà a imposar si cada projecte que es realitza es fa donant un caire de respecte pel medi ambient que permeti ser alguna cosa que no el faci malbé o alguna cosa que ho millori.

Aquest projecte doncs, al tractar-se d'un projecte de simulacions no ha generat cap residu nociu ni s'han utilitzat quantitats desmesurades de paper treballant en ell, per tant es pot dir que ha estat un treball net i respectuós amb el medi ambient.

Com a última demanda fer una crida a tots els enginyers per fomentar aquesta consciència de preservar el medi ambient i fer projectes que s'adeqüin al seu bon manteniment.

9. Estudi econòmic i període de temps

Donat el caire que s'ha donat a aquest treball, les despeses econòmiques que n'han derivat han estat nul·les pel fet que s'ha utilitzat material que la universitat ja disposava com és el cas del programari Matlab/Simulink, els llibres utilitzats i les aules de treball utilitzades. A més, aquest treball ha estat realitzat íntegrament per qui l'està escrivint doncs no ha suposat cap despesa tret de l'hipotètic cas que s'haguessin de pagar les hores invertides per aquests 12 crèdits que seria 300 hores.

Tot i així, es quantificarà el valor del material utilitzat, les hores invertides i les sales utilitzades en la Taula 9.

Concepte	Unitats	Preu (€/u)	Total (€)
Hores treballades	300 h	20	6000
Llicència d'estudiant Matlab	1	405	405
Llibre I [3]	1	220	220
Llibre II [4]	1	200	200
Zona de treball i ordinador	4 mesos	50	200
TOTAL			7.025 €

Taula 9: Cost econòmic del projecte

En el sentit de la organització que s'ha seguit en aquest treball es pot proporcionar un diagrama de Gantt que plasma perfectament el treball fet i la durada de temps dedicada i l'ordre seguit. Aquest diagrama està representat en la Taula 10: Programació de Gantt per a aquest projecte.

Activitat	Temps															
	Setmana 1	Setmana 2	Setmana 3	Setmana 4	Setmana 5	Setmana 6	Setmana 7	Setmana 8	Setmana 9	Setmana 10	Setmana 11	Setmana 12	Setmana 13	Setmana 14	Setmana 15	Setmana 16
	27/02/2017	06/03/2017	13/03/2017	20/03/2017	27/03/2017	03/04/2017	10/04/2017	17/04/2017	24/04/2017	01/05/2017	08/05/2017	15/05/2017	22/05/2017	29/05/2017	05/06/2017	12/06/2017
Investigació sobre motors SRM																
Obtenció de les equacions del motor																
Procés de linealització																
Disseny dels controladors																
Simulacions dels controladors																
Familiarització del model SRM de Matlab/Simulink																
Implementació del controlador de velocitat																
Implementació del controlador de corrent																
Compatibilitats amb el control utilitzat i el proposat																
Solució al control utilitzat																
Investigació sobre els elements emprats																
Simulacions del control dissenyat																
Correccions del sistema proposat																
Simulacions finals																
Conclusions																

Taula 10: Programació de Gantt per a aquest projecte

Agraïments

El resultat d'aquest projecte no ha estat cosa únicament del mateix autor que l'ha escrit sinó també de totes les persones implicades directa o indirectament i esmentades en els següents punts.

Al meu tutor de projecte Daniel Montesinos-Miracle que ha sabut orientar-me en la finalitat del projecte i ha resolt la majoria dels dubtes sorgits.

A l'equip de CITCEA per acollir-me i haver-me ajudat en qualsevol consulta que hagi necessitat. Especialment al Daniel Heredero que ha dedicat bona part del seu temps a resoldre dubtes que han ajudat al desenvolupament del projecte.

Als meus familiars que sempre han recolzat en les decisions que he pres i s'ha preocupat del meu avanç.

Per últim, als meus amics que s'han preocupat en l'avanç del desenvolupament del meu TFG.

Bibliografia

- [1] **Barbosa, André L. S. 2014.** *Symmetrical Optimum Based PI Control Redesign*.
Paraíba : s.n., 2014.
- [2] **Burgues, Marcel Torrent. 2002.** Aportaciones del diseño y la caracterización del motor de reluctancia autoconmutado. s.l. : tesis, 2002.
- [3] **Eduard Galvis, Virgilio Vásquez i Julán Ferreiro. 2007.** Motor de reluctancia conmutada: Modelado, simulacion y control. Julio / 2007. 0122820X.
- [4] **Krishnan, R. 2001.** *Switched Reluctance Motor Drives. Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications*. Boca Raton : CRC, 2001.
- [5] **Miller, J.T.E. 1993.** *Switched Reluctance Motor and their control*. Michigan : Book Crafters, 1993.
- [6] **Miller, T. J. E. 2001.** *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. s.l. : Newnes, 2001.
- [7] **Pere Andrada, Balduí Blanqué, Fransesc Castellana, Eusebi Martinez, Josep Ignasi Perat, Josep Antoni Sánchez i Marcel Torrent. 2004.** El motor de reluctancia autoconmutado. [En línia] Octubre / 2004.
<http://www.tecnicaindustrial.es/tiadmin/numeros/15/09/a09.pdf>.
- [8] **Sandalinas, Ignasi Delgado. 2012.** Técnicas de control para accionamientos con SRM aplicados a tracción. Juny / 2012.
- [9] Venus. [En línia] <http://www.venusfagor.com/es/venus-fagor/>.